

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-294715  
(43)Date of publication of application : 04.11.1998

(51)Int.Cl. H04J 13/00  
H04B 7/26

(21)Application number : 09-103577 (71)Applicant : TSUBOUCHI KAZUO  
(22)Date of filing : 21.04.1997 (72)Inventor : TSUBOUCHI KAZUO  
KAMATA MUTO  
FUJIMOTO YUUKI

(54) SPREAD SPECTRUM RADIO COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent mutual interferences among channels with a simple circuit structure by using a specific an approximate synchronous CDMA code as a spread spectrum processing code, when a sending part side performs spread spectrum processing and sends a result.

SOLUTION: A sending part generates an approximate synchronous CDMA code, which consists of a real part and a virtual part and multiplies the real part by a signal. On the other hand, it generates an orthogonal element of a carrier signal and multiplies the virtual part of the approximate synchronous CDMA code by the orthogonal component of a carrier signal. It adds an output of a multiplier for the real part with an output of a multiplier for the virtual part and sends them. Here, when a cyclic matrix (represented by an expression I) of cycle series of a cycle N is A and B is a diagonal matrix as codes for spread spectrum processing,  $A=F^{-1}BF$  on the condition that F takes a series where a self correlation function becomes zero for all the terms, excepts for a multiple of the cycle as an orthogonal series under the condition where a DFT matrix is established. An approximate synchronous CDMA code is used in an expression II under the presence of B, D.

$$\begin{bmatrix} a_0 & a_1 & \cdots & a_{N-1} \\ a_{N-1} & a_0 & \cdots & a_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_1 & a_2 & \cdots & a_0 \end{bmatrix}$$

$$A^T \bar{C} = F^{-1} B D F$$

ここで、 $\bar{C}$ は $C$ の転置行列を表す。

LEGAL STATUS

- [Date of request for examination]
- [Date of sending the examiner's decision of rejection]
- [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
- [Date of final disposal for application]
- [Patent number]
- [Date of registration]
- [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
- [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
- [Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-294715

(43) 公開日 平成10年(1998)11月4日

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 4 B 7/26

H 0 4 B 7/26

N

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 32 頁)

(21) 出願番号

特願平9-103577

(22) 出願日

平成9年(1997)4月21日

(71) 出願人 000215589

坪内 和夫

宮城県仙台市太白区人來田2丁目30-38

(72) 発明者 坪内 和夫

宮城県仙台市太白区人來田2-30-38

(72) 発明者 鎌田 武遠

秋田県秋田市下北手松崎字家の前209-6

(72) 発明者 藤本 有毅

東京都千代田区麹町5-3 株式会社エス  
技術研究所内

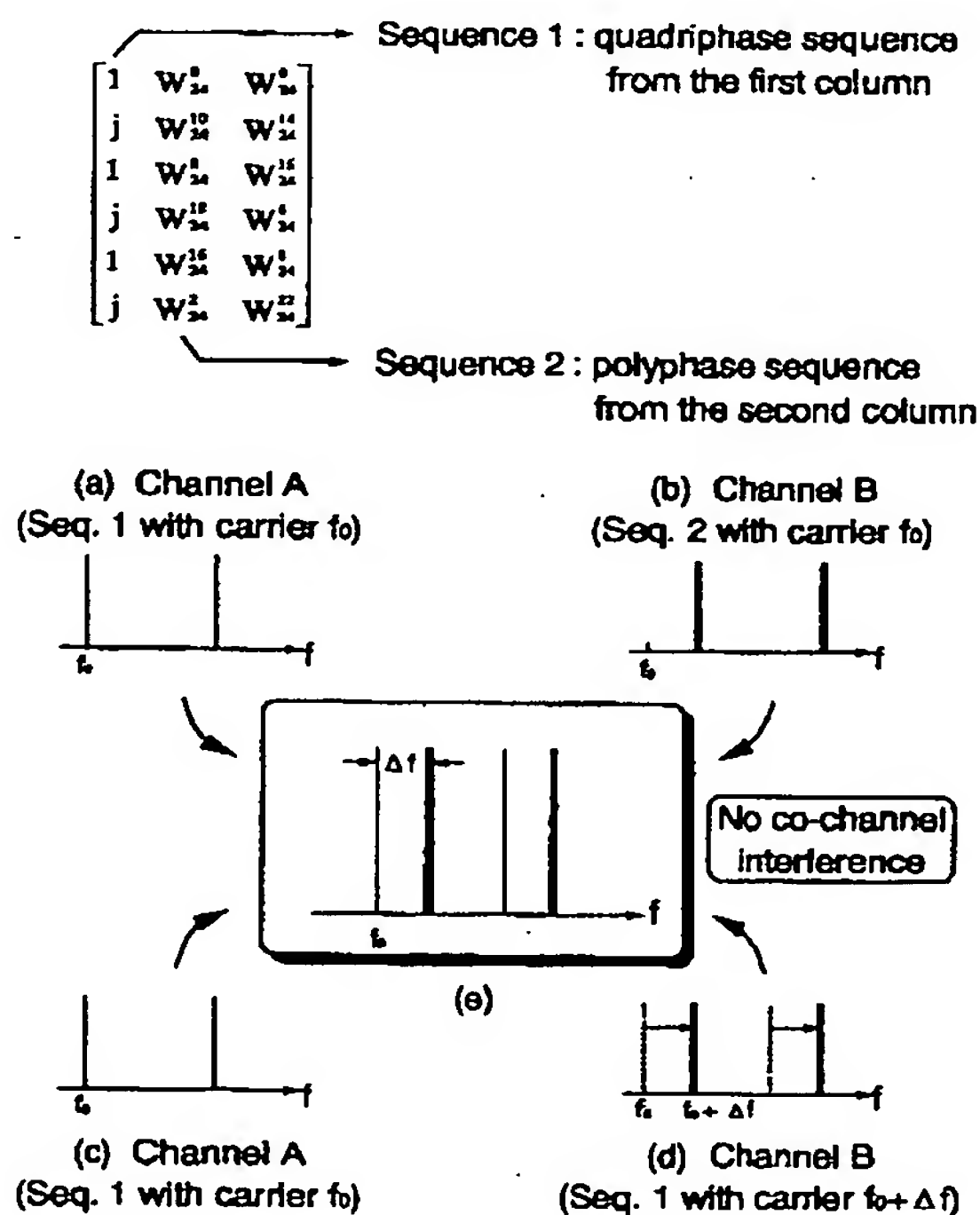
(74) 代理人 弁理士 蔵合 正博

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散無線通信システム

(57) 【要約】

【課題】 チャンネル間で相互に干渉がなく、しかも回路構成の簡単なスペクトラム拡散無線通信システムを提供すること。

【解決手段】 送信部と受信部とから構成され、送信部側でスペクトラム拡散処理を行なって送信するようにしたスペクトラム拡散無線通信システムにおいて、スペクトラム拡散処理用の符号として、所定の近似同期CDMA用符号を用いる。これにより、チャンネル間で相互相関干渉がなく、しかも回路構成を簡単にしたスペクトラム拡散無線通信システムを実現することができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 スペクトラム拡散処理を行なって信号を送信する送信部と、受信した信号をスペクトラム逆拡散を行なってデータ化する受信部とから構成されたスペクトラム拡散無線通信システムにおいて、

送信部は、実部および虚部からなる近似同期 CDMA 用符号を発生する符号発生器と、送信キャリア信号

(f<sub>a</sub>) の出力源となるキャリア信号発生器と、近似同期 CDMA 用符号の実部に対して信号を乗算する乗算器と、キャリア信号発生器で生成されたキャリア信号の直交成分を生成する直交成分生成部と、近似同期 CDMA 用符号の虚部に対してキャリア信号の直交成分を乗算する乗算器と、前記実部用乗算器の出力と虚部用乗算器の出力とを加算する加算器とを備えて成る一方、

受信部は、近似同期 CDMA 用の参照符号を発生する参照符号発生器と、受信キャリア信号 (f<sub>b</sub>) の出力源となるキャリア信号発生器と、近似同期 CDMA 用符号の実部に対して信号を乗算する乗算器と、キャリア信号発生器で生成されたキャリア信号の直交成分を生成する直交成分生成部と、近似同期 CDMA 用符号の虚部に対してキャリア信号の直交成分を乗算する乗算器と、実部用乗算器の出力と虚部用乗算器の出力とを加算する加算器と、この加算器の出力を入力して相関処理を行なう 1 個の SAW コンボルバとを備えてなり、送信部では、スペクトラム拡散処理用の符号として、

周期 N の周期系列

(..., a<sub>0</sub>, a<sub>1</sub>, ..., a<sub>N-1</sub>, a<sub>0</sub>, a<sub>1</sub>, ..., a<sub>N-1</sub>, ...)

の巡回行列、

## 【数 1】

$$F_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ W_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} W_{12}^1 & W_{12}^2 & W_{12}^3 & W_{12}^4 \\ W_{12}^5 & W_{12}^6 & W_{12}^7 & W_{12}^8 \\ W_{12}^9 & W_{12}^{10} & W_{12}^{11} & W_{12}^{12} \\ W_{12}^{13} & W_{12}^{14} & W_{12}^{15} & W_{12}^{16} \\ W_{12}^{17} & W_{12}^{18} & W_{12}^{19} & W_{12}^{20} \\ W_{12}^{21} & W_{12}^{22} & W_{12}^{23} & W_{12}^{24} \\ W_{12}^{25} & W_{12}^{26} & W_{12}^{27} & W_{12}^{28} \\ W_{12}^{29} & W_{12}^{30} & W_{12}^{31} & W_{12}^{32} \\ W_{12}^{33} & W_{12}^{34} & W_{12}^{35} & W_{12}^{36} \\ W_{12}^{37} & W_{12}^{38} & W_{12}^{39} & W_{12}^{40} \\ W_{12}^{41} & W_{12}^{42} & W_{12}^{43} & W_{12}^{44} \\ W_{12}^{45} & W_{12}^{46} & W_{12}^{47} & W_{12}^{48} \end{bmatrix}$$

ここで、 $W_N = \exp(j\frac{2\pi}{N})$  であり、 $W_{12}^M$  は  $W_N$  の M 乗を表す。

また、 $F_{12}$  は 12 次の DFT 行列。で表される近似同期 CDMA 用符号を用いたことを特徴とする請求項 1 記載のスペクトラム拡散無線通信システム。

【請求項 3】 送信部側において、さらに SAW コンボルバ方式によるスペクトル拡散処理を行なって信号を拡散変調し、回線上に拡散変調信号を送出する一方で、受信端末において SAW デバイスを介してこの拡散変調信号を受信して復調し、データを送受信するようにしたこ

\*

$$\begin{bmatrix} a_0 & a_1 & \cdots & a_{N-1} \\ a_{N-1} & a_0 & \cdots & a_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_1 & a_2 & \cdots & a_0 \end{bmatrix}$$

を A とし、B を対角行列とした場合、

$$A = F^{-1} B F$$

ただし、F : DFT 行列が成立する条件の下で、周期系列において、自己相関関数が周期の倍数以外の全ての項で 0 となる系列を直交系列とし、

同様にして、A および C を周期系列を表す巡回行列とし、

$$A = F^{-1} B F$$

および

$$C = F^{-1} D F$$

となるような対角行列 B および D の存在の下で、A および C で表される周期系列の相互相関関数、

【数 2】

$$A^T C = F^{-1} B D F$$

ここで、 $C^T$  は C の転置行列を表す。

で表される近似同期 CDMA 用符号を用いたことを特徴とするスペクトラム拡散無線通信システム。

【請求項 2】 送信部側でスペクトラム拡散処理を行なう場合のスペクトラム拡散処理用の符号として、周期 3 の直交系列 (1, 1, W<sub>3</sub>) について、

【数 3】

とを特徴とする請求項 1 または 2 記載のスペクトラム拡散無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、スペクトラム拡散無線通信システム、特にスペクトル拡散方式として新しい符号を採用し、チャネル間で相互に干渉がなく、しかも回路構成を簡単にしたスペクトラム拡散無線通信シ

システムに関するものである。

#### 【0002】

【従来の技術】近年通信技術の進歩に伴う新しいデータ通信方式として、スペクトル拡散方式による通信方式が研究され、且つ実用化されてきている。このスペクトル拡散方式による通信方式は、発信側の携帯電話等の端末により音声信号等をスペクトル拡散により変調してデータ化し、無線信号として空中線（アンテナ）により発信する一方で受信側の端末により復調し通話等を行なうというものである。

【0003】近い将来の情報化社会は、データベース等の情報源、情報を利用するユーザおよび情報伝送を行なう通信回線から構成される。図28は上記のように予想される近未来のネットワーク像を示したものである。通信回線は、基幹となる大容量の伝送路による有線ネットワークと、ユーザが音声・画像・データ等の情報を「いつでも・どこでも・誰とでも」相互にやりとり可能な、携帯端末装置による無線ネットワークとに分けられる。

【0004】現在、有線ネットワークには光ファイバ・同軸ケーブル等が使用され、ISDN、インターネットに代表されるコンピュータネットワークとしてその発展・普及が著しい。この有線ネットワークの特徴は、信頼性が高く、大容量伝送が可能なことであるが、その構築に当たっては、ケーブルの敷設が必要であり、そのためのスペースのみならずコストの面でも大きな負担となる。

【0005】一方、無線ネットワークに関しては、IEEE802.11標準化委員会に代表されるようにここ数年無線LAN（Local Area Network）への関心が高まり、既にその実用化が始まっている。また、昨今では移動体通信の利用が急増し、社会のインフラストラクチャとなりつつあるといっても過言ではない。のようなネットワークの無線化は、配線敷設ス

ペースの問題を解決するだけでなく、端末の自由な配置と移動を可能とする。また、PHS（Personal Handy-phone System）等の携帯電話と電子手帳等の携帯端末装置を接続し、データ通信へと応用する技術も実用化されている。

【0006】無線ネットワークを支える無線伝送技術には次のような特性が要望される。

（1）無線区間における信頼性が有線並み、或いは誤り訂正により有線並みとなること。

10 （2）通信内容のセキュリティが保てること。

（3）利用環境に依存しない信頼性、特に室内におけるフェージング耐性を持つことである。

【0007】以上の条件を満たす通信方式として、スペクトラム拡散通信方式が注目されている。スペクトラム拡散通信方式は、情報伝送に最低限必要な帯域よりはるかに広い周波数帯域にスペクトルを拡散して通信する方式である。送信情報に通常の情報変調（1次変調、FSK、PSKなど）を行なった後、PNコード（Pseudo Noise Code、疑似雑音符号）を用いて周波数の拡散（2次変調）を行なう。周波数帯域を拡散することにより、耐妨害性、信号秘匿性、フェージング耐性等の能力を持つ。また、拡散コードは通信局識別コードとしての能力持つことから、CDMA（Code Division Multiple Access、符号分割多元接続）によるランダムアクセスが可能である。

20

30

【0008】1990年に米国（アメリカ合衆国）で、1993年に日本でスペクトラム拡散通信用の周波数バンドが認可され、その活用が奨励されている。表1に米国並びに日本国内のスペクトラム拡散通信バンドの規格〔3〕を示す。

【表1】

	米国 (FCC)	日本 (RCR STD-33)
周波数	902-928MHz 2400-2483.5MHz 5725-5850MHz	2.471-2.497GHz (帯域幅26MHz)
送信電力	1W peak (但し、902-928MHzについては、 将来電力が低減される可能性が ある。)	10mW/帯域幅 1MHz
スプリアス	バンド内最大レスポンスを基準と して、バンド外で-20dB以下 (測定帯域幅100kHz)	1) 25 $\mu$ W以下 2.458MHz $\leq f < 2.471$ MHz 2.497MHz $< f \leq 2.510$ MHz 2) 2.5 $\mu$ W以下 $f < 2.458$ MHz $f > 2.510$ MHz
変調方式	FH方式 ・ホッピング周波数の数：75以上 ・周波数間隔：25kHz以上 ・1つの周波数を占有する平均時間 40msec以下 (30秒間の観測) ・ホッピングチャネルの最大帯域幅 25kHz  DS方式 ・6dB帯域幅：500kHz以上	FH方式  DS方式  DS/FH Hybrid方式
その他	・他の通信に妨害を与えてはならず、 また他の通信からの妨害は受け入 れねばならない ・公衆電源ラインを用いる場合は、 電源ラインに誘起される電圧が 450kHz-30MHzの範囲で250 $\mu$ V以下	・拡散率：10以上  ・拡散帯域幅：500kHz以上

表 1 スペクトラム拡散通信バンドの規格

上の表から明らかなように、日本国内においては、周波数帯はISMバンドの2.4GHz帯、バンド幅26MHzとなっている。

【0009】スペクトラム拡散通信では、受信部において広帯域に拡散した信号に対して、送信側と同一のPNコードを乗算し、情報を復元するための逆拡散処理が必要となる。逆拡散処理を行なうための素子、デバイスを相関器と呼び、一般にはデジタル型とアナログ型に大別される。

【0010】SAW (Surface Acoustic Wave：弾性表面波) デバイスはアナログ型相関器の一種であり、キャリアを含んだ状態で広帯域の信号処理を行なう。SAWコリレータ、SAWコンボルバはRF、IF帯で逆拡散を行なうことが可能なデバイスであり、スペクトラム拡散信用相関器として最適である。SAWコンボルバは、参照信号を切り替えることに

より任意の符号に対して動作するプログラマブル相関器であり、多種の拡散コードを用いるCDMAやネットワークの中央制御局用として最適である。SAWコリレータは、構造が非常に簡単であり、固定コードではあるものの低消費電力化が必要な携帯無線端末用相関器として適している。

【0011】図29にスペクトラム拡散通信方式の概念図を示す。スペクトラム拡散通信方式は、ある帯域に制限して情報変調 (1次変調) された信号を拡散符号を用いて広帯域に拡散 (2次変調) し、情報伝送を行なう通信方式である。通常の狭帯域通信方式と比較して、送信側では伝送を行なう情報とは全く関連のない拘束符号を用いて周波数を拡散する機能が必要となる。この高速の拡散符号には、一般に疑似雑音符号 (PNコード) を用いる。また、受信側では送信側で行なった行程の全く逆の操作で周波数帯域の逆拡散を行ない、通常の情報変調



信号に戻した後、情報復調を行なう。

【0012】図29において、送信側の装置は、送信データに対して一般的な変調を行なうことにより図29

(a)に示すような搬送信号を得て無線信号の形で出力する。これが信号の1次変調である。上記図29(a)の信号はそれぞれの周波数 $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ に対応したチャンネル信号A, B, Cから成り、送信側装置の回路に付随するノイズ30のレベルより高いレベルを保有している。

【0013】送信側装置では上記チャンネル信号A, B, CをさらにSAWコンボルバ方式による拡散変調を行なって図29(b)に示すような拡散信号(SS信号)すなわち2次変調信号31を得る。これが2次変調である。この拡散変調によって得られた2次変調信号31は受信側装置に無線送信される。受信側装置では前記2次変調信号(拡散変調信号)31を受信し、この受信信号に逆拡散処理を施してもとのデータ信号に復調し復調信号を得る。図29(c)は、受信側装置においてチャンネル信号Aについて復調信号を得た状態を示している。

【0014】無線送信端末である制御装置6において拡散変調によって得られた2次変調信号31は、ノイズ30のレベルよりも低いレベルを有するという特性を持っており、信号レベルがノイズレベルよりも低いので他の一般的な信号と同時進行の形で通信回線上に送出されても、上記他の信号(例えば通話信号)に対して混線、通信ノイズの発生といった迷惑をかけることはない。

【0015】この拡散、逆拡散の操作によってスペクトラム拡散通信方式は次のような特徴を有する。

- (1) 干渉や妨害を与えたり受けたりすることが少なくなる。耐干渉能力を有する。
- (2) 信号秘匿能力が増加する。
- (3) 秘話性が向上する。秘話に適したシステムを構成できる。
- (4) フェージング、特に周波数選択性フェージング耐性が向上する。
- (5) 符号分割多元接続(CDMA)が可能で、上品な品質劣化(Graceful Degradation)を起こす。
- (6) 通信と同時に距離測定や時刻同期が可能である。

【0016】耐干渉能力は、拡散、逆拡散により得られるスペクトラム拡散通信特有の能力であるプロセスゲイン(処理利得: Processing Gain, Gp)により実現される。プロセスゲインは、理想的な拡散、逆拡散を行なった場合、その拡散率に等しくなる。直接拡散方式においては、使用するPNコード長Nとなる。このプロセスゲインは有限の電力を持った干渉波に対してその能力を最大限発揮する。

【0017】拡散による広帯域化は、妨害に対して耐性を実現するばかりでなく、同時に電力密度を小さくする。そのため、拡散符号に対する情報(或いは知識)を

持たないものにとっては、信号そのものの存在が分からない信号秘匿能力を実現することになる(図29(b)においてチャンネルA, B, Cの2次変調信号すなわち拡散信号レベルがノイズレベルより低いことに注目)。一般に、スペクトラム拡散に使用されるPN系列の符号長が長ければ長いほど符号の解読は困難となり、信号秘匿能力に加え秘話性、さらには傍受そのものをされにくくする。

【0018】さらに広帯域化は、特に室内無線環境において問題となる周波数選択性フェージングに対して非常に有効である。フェージングは、受信機に到達する電波が複数の経路から到達した合成波であることから発生する。この合成波は、到達時間の異なった同一の信号から成る。したがって、ある到達時間差の逆数に相当する周波数のフェージングが発生すると考えられる。このフェージングの起こる周波数は、スペクトラム拡散信号の全帯域にわたることは殆どなく、周波数ダイバーシティにより信号の或る部分は受信可能となる。また、拡散周波数帯域の逆数の時間分解能を有しているため、到達した多重波を分割し、位相を合わせて再合成することによりダイバーシティを実現可能である。

【0019】スペクトラム拡散通信用の拡散符号は、帯域を広げるだけでなく、多くのユーザの局識別コードとしての役割を有しており、符号分割多元接続(CDMA)が実現できる。図30に各種多元接続の概念図を示す。従来の共起変調であるFM, AM等は、図30

(a)のように周波数分割によるチャンネル割り当てを行なうFDMA(Frequency Division Multiple Access)にて実現されている。また、欧州のDECT(Digital European Cordless Telecommunications)や日本のPHS(Personal Handy-phone System)等は、図30(b)に示すように拡散符号チャンネルに時間スロットを割り当て、その時間内で全帯域を使用して通信するTDMA(Time Division Multiple Access)にて実現されている。一方、CDMAは、図30(c)に示すようにユーザ全員が同時に全帯域と時間を使用し、高速の拡散コードによってチャンネル分割するものである。

【0020】FDMA, TDMAは、各ユーザが完全に分離されたチャンネル内で通信を行なうため、理想的な状態では他のユーザからの干渉妨害が発生せず、規定された通信品質で通信可能である。しかし、同一周波数、同一時間を全てのユーザで共有するCDMAは、ユーザ数が増加するにしたがって徐々に品質が劣化する(上品な通信品質の劣化: Graceful Degradation)。FDMA, TDMAが、或る一定ユーザ以上の許容が不可能であるのに比べ、CDMAは上品な品質劣化のために符号同期の設定が可能である限りユーザを

許容可能である。CDMAは次世代無線通信の基幹技術であり、表2に示すように様々な規格が提唱されてい\*る。

【表2】

項目	W-CDMA (IS-665)	N-CDMA (IS-95)	CDIT
帯域幅 (MHz)	5, 10, 15	1.25	1. 5. 20
Duplex	FDD	FDD	FDD
CDMA方式	DS-SSMA	DS-SSMA	DS-SSMA
Chip Rate (Mcps)	4.096/8.192/12.288	1.2288	1.023/5.115/20.46
拡散利得	21dB	21dB	10 - 40dB
コード長	$2^{11} - 1$	$2^{23} - 1$	$2^{21} - 1$
1RFチャネル当りの Voice channel数	5MHz : 125ch 10MHz : 253ch 15MHz : 381ch	64ch	-
伝送レート	16, 32, 64kbps	9.6, 14.4 kbps	0.4 - 2048kbps
変調方式	データ変調 : QPSK 拡散変調 : BPSK	データ変調 : BPSK 拡散変調 : QPSK (Down) : OQPSK (Up)	データ変調 : BPSK 拡散変調 : QPSK (Down) : OQPSK (Up)
チャネルコーディング	音声/データ系 畳み込み符号 (K=9, R=1/2)	音声/データ系 畳み込み符号 (K=9, R=1/2 : Down link K=9, R=1/3 : Up link)	音声系 : 畳み込み符号 データ系 : 畳み込み符号 + RS符号
パワー制御周期	0.5ms	1.25ms	音声系 : 10ms データ系 : 40 - 60ms
Hand off	Type A : Hard Handoff Type B : Soft Handoff	Soft Handoff	Soft Handoff

表2 CDMA方式の規格

【0021】スペクトラム拡散通信の方式は種々提案されているが、代表的な方式について挙げておく。

(1) 直接拡散 (Direct Sequence, DS) 方式

狭帯域情報変調後、キャリアの位相を高速の拡散符号を乗算して切り替えることにより広帯域拡散信号を得る。

拡散にBPSK (Binary Phase Shift Keying : 2相位相変調) を用いる場合は、キャリア発振器、符号発生器、ミキサのみで簡略に構成可能である。受信側では、相関検出により送信拡散符号のタ

イミングを抽出し、送信側と同じ拡散符号により位相を基に戻すことにより狭帯域情報変調信号を得る。

(2) 周波数ホッピング (Frequency Hopping, FH) 方式

高速切り替え可能な周波数シンセサイザにより、定められた帯域内でホッピング系列に基づきRFの周波数を不連続に切り替えることにより広帯域化する。受信側では、送信周波数の変化のタイミングに合わせて局部発振器を切り替え、狭帯域変調波を得る。システムの構成には、高機能な周波数シンセサイザが必要であり、また、

周波数同期補足が基本的にスライディング相関であるため、同期遅延が問題になる。

(3) M進スペクトラム拡散通信 (M-ary/SS) 方式

この方式は、直接拡散方式を多値化した方式で、1つの局に幾つかの符号系列を用意しておき、数ビットの情報に応じてその中の1つを送信する、送信拡散系列に直交符号を用いた場合、その誤り率特性はM進直交変調方式と等しくなり、多値数を無限大にすることにより Shannon 限界を達成することができる。

【0022】しかし、送信シンボル毎に拡散系列を変化させるため、拡散系列の接続点における相関関数が0にならず、同期誤りを起こしやすい。また、送信系列がm種類あるため、1回の同期点探索に相関器はm個必要となる。したがって、同期補足が難しいという欠点を持つ。他に、タイムホッピング方式、チャープ変調方式、マルチキャリア方式、拡散符号方式のハイブリッド方式などが検討されている。

【0023】先に述べたように、周波数拡散に用いる符号は、ガウス雑音のように完全にランダムな系列が最適であるが、実際のシステムには疑似雑音符号 (PNコード) と呼ばれるデジタルコードを用いるのが一般的である。PNコードの主な性質を以下に挙げる。

(1) 平衡性 (Balance Property)  
系列の1周期内で「1」の出現する回数と「0」の出現する回数は高々1つしか違わない。

(2) 連なり性 (Run Property)  
1周期に含まれる「1」の連なり」と「0」の連なり」において、それぞれの連なりの長さをkとすると、長さkの連なりは  $1/2^k$  の割合で存在する。連なりとは、「1」もしくは「0」の連続する数のことである。例えば、01110であれば「1」の連なり」の長さ

は3、個数は1と数える。

(3) 相関性 (Correlation Property)

系列を巡回させ、あらゆる状態で各項目毎の比較を行なった場合、一致する項の数と一致しない項の数は高々1つしか違わない。ここで、「項」とは符号の要素単体を示す。

【0024】スペクトラム拡散通信では、PNコードとして、特に相互相関の小さいm系列 (Maximum Length Sequence: 最長符号系列) やGold系列が良く用いられる。図31(a)にm系列の発生回路を示す。このm系列の発生回路は複数段のシフトレジスタと排他的論理和 (Exclusive-OR) の論理回路により簡単に構成できる。この回路に初期値を与え、巡回することにより符号系列が得られる。その中で最長の周期を持つものがm系列である。m系列は、n段のシフトレジスタの場合、

$$2^n - 1$$

の符号長となる。m系列の最大の特徴はその相関性にある。図31(b)および(c)に符号長127チップm系列の自己相関および相互相関特性を示す。これらの図は、符号を1チップずつ巡回させ、各項の一致する数と一致しない数との差を横軸シフト量として表示したものである。自己相関特性においては、符号の位相が完全に一致した場合のみピークが現れ、それ以外ではピークの  $1/(符号長)$  の振幅となる。この急峻な自己相関ピークを利用して同期用符号として用いることが可能である。また、m系列の組み合わせのうち、相互相関値の小さなペアをプリファードペアと呼ぶ。表3に様々な長さのm系列についてまとめた。

【表3】



13		14		
k	m系列の数	$\theta_0$	プリファードペアな m系列の数	K
3	2	5	2	5
4	2	9	0	
5	6	11	3	9
6	6	23	2	17
7	18	41	6	17
8	16	95	0	
9	48	113	2	33
10	60	383	3	65

k : 次数

 $\theta_0$  : ピーク相互相関値

K : プリファードペアなm系列の相互相関値の上限

表 3 種々のm系列

【0025】m系列は、その系列数に限りがあるため、チャンネル割り当てに限界が生じる。この欠点を補う性質を持つのがGold系列である。図32にGold系列の発生方法を示す。図32において、(a)はGold系列発生器の構成の一例を示す図で、(b)はGold系列生成の原理を説明する図である。図32(a)に示してあるように、Gold系列発生器は第1のm系列発生部1と、第2のm系列発生部2と、これら第1および第2のm系列発生部1、2の出力を加算する加算器3とから構成される。第1のm系列発生部1および第2のm系列発生部2にはクロック信号が入力され、第1のm系列発生部1からはコード1、第2のm系列発生部2からはコード2が出力される。そして加算器3はコード1およびコード2を加算処理することによりGoldコード(コード1 XOR コード2)を出力するようになっている。

【0026】Gold系列は、上で説明したように、2つのプリファードペアのm系列の論理和から生成される。符号長127の場合、2つのコードの位相関係が、127通り取れることから、1組のm系列から127個のGold系列を生成可能である。Gold系列はその性質が数学的に良く研究されており、自己相関値において特定の3種の値しか取り得ないことが知られている。また、相互相関値上限が与えられているので、同時接続数などを見積もることができ、好都合になっている。

【0027】ここで、スペクトラム拡散通信用相関器としてのSAWデバイスについて説明する。スペクトラム拡散通信の受信には逆拡散(相関検出)が最大の問題点となる。逆拡散を行なう相関器は、デジタル型とアナログ型に大別される。デジタル相関器の例として図3

3にデジタルスライディング相関器、図34にデジタルマッチドフィルタの原理を示す。デジタルスライディング相関器は、PN系列を受信信号より早く巡回させ、DLL(Delay Lock Loop)などの補足システムで同期引き込みを行なう。ループを用いた同期機構であるため、安定に同期保持できるが、相関器のバランスによる動作不安、最大符号1周期の巡回が必要となる長い同期補足時間などが問題となる。

【0028】デジタルマッチドフィルタは、既知の拡散符号の受信信号との相関積分を行なうことにより、相関ピークの形でPNタイミングの検出を行なう。相関ピークの存在タイミングは、曖昧が生じる可能性があり、逆拡散用PN符号発生器の直接駆動は不安定になる。

【0029】SAWデバイスはアナログ相関器であり、電極と遅延線の組み合わせによりRFもしくはIFのキャリアを含んだ状態での逆拡散が可能なデバイスである。図35はSAWデバイスとデジタル相関器の特質および検波、復調動作手順を対比して表し、SAWデバイスの有用性を示す図である。上述したデジタル相関器は、その動作周波数がベースバンド領域(～100MHz)に限られているため、2.4GHz帯スペクトラム拡散通信において逆拡散を行なうためには最初に受信信号のキャリア再生を行ない、ベースバンド信号へと検波、復調を行なう必要がある。その後逆拡散を行なうため、復調方式としては「検波後相関」と名付けることができる。このデジタル相関器においては検波後復調をしようとしてもキャリア再生ができず、復調は不可能である。

【0030】一方、SAWデバイスは、信号を受信する

際の復調動作において、復調手順として図 35 の中段の図に示すような動作を行なう。すなわち、受信した信号 11 に対して先ず RF もしくは IF のキャリアを含んだ状態で相関操作を施して逆拡散を行なって相関処理信号 12 を得る。この相関操作において、受信信号に含まれているノイズ等が抑制され且つ伝送特性の拡大をも含めるプロセスゲインの向上が得られ、相関処理信号 12 は復調可能な信号になる。そして、この相関処理信号 12 について逆拡散後の相関ピークを検波および復調処理して検波信号すなわちベースバンド信号を得る。このように、SAW デバイスでは相関操作によってプロセスゲイン分のノイズの抑圧を行なうため、受信信号の復調処理を行なうことができ、復調方式としては「相関後検波」と名付けることができる。検波後相関と、相関後検波との違いは、復調時におけるプロセスゲイン (Gp) を得る場所が異なることである。

【0031】スペクトラム拡散では、その信号を広帯域に拡散しているため、受信時においてはその最大信号電力 (キャリア電力) がノイズ電力以下に減衰してしまうことが考えられる。このように、C/N (キャリア電力/ノイズ電力) 比が非常に悪い環境においては、検波後相関を行なうデジタル相関器は、同期検波を行なう際のキャリア再生が不可能となり、ベースバンド信号を得ることができない。そのため、逆拡散は不可能となってしまう。キャリア再生を行なえるのは、キャリア電力がノイズ電力を上回っているときに限られるので C/N 比は 0 dB より大きい必要がある。

【0032】一方、相関後検波を行なう SAW デバイスは、受信信号をキャリアを含んだまま逆拡散を行なうために、プロセスゲインの S/N (信号電力/ノイズ電力) の改善を行なう。その結果、C/N 比の悪い環境においても復調が可能となる。逆拡散された信号がノイズ電力よりも大きければ検波、復調は可能であるので、受信時の C/N 比が -Gp (dB) よりも大きい必要がある。これは、プロセスゲイン文だけノイズ電力がキャリア電力よりも大きくならない限り、復調可能であることを意味する。このことから、SAW デバイスはスペクトラム拡散通信用相関器として最適であるといえることができる。他のアナログ相関器としては CCD (Charge Coupled Device) などが挙げられる。

【0033】スペクトラム拡散通信用相関器としての SAW デバイスには SAW コンボルバ型と、SAW コリレータ型とがある。両者とも、相関後検波を行なうアナログ相関器である。図 36 は SAW コリレータと SAW コンボルバの構造、特徴および応用分野について対比させて表した図である。SAW コンボルバは、図 36 に示すように、入力信号 (f(t)) を受ける入力電極 14 と、参照信号 (g(t)) が入力される参照電極 15 と、入力信号 (f(t)) および参照信号 (g(t))

に基づいて積分処理動作を行ない、出力信号 (h

(t)) を出力するゲート電極 16 とを備えてなり、入力信号に対してキャリア信号を含んだまま相関操作を行ない、且つまた完全非同期で自動的に高速相関操作を行なうものである。相関コードは参照信号の信号パターンにより決定されるため、任意の信号に対する相関操作が可能である。SAW コンボルバは、参照信号を切り替え可能な構成にすることでプログラマブルな相関器となるため、汎用性が高く、CDMA の基地局用相関器として適している。

【0034】SAW コリレータは、(f(t)) を受ける入力電極 17 と、タップドディレイライン 18 からなる。タップドディレイライン 18 上のタッピングパターンにより相関コードが決定される。デバイス製造時にコードが形成されるため、固定コードの相関器となるが、SAW コンボルバと同様、完全非同期で自動的に高速相関操作が可能である。また、SAW コリレータは構造が簡単で小型化が可能であるため、携帯無線端末用相関器として適している。

【0035】

【発明が解決しようとする課題】一般的に CDMA 用符号として用いられる符号としては、先に説明したように m 系列とか Gold 系列とかがある。

(m 系列) m 系列には次のような特徴がある。

(1) "1" と "0" の符号の出現確率がほぼ同じ。

(2) 系列の自己相関特性のサイドローブレベルが  $-1/(系列長)$  である。

(3) 系列の発生が容易である。

【0036】CDMA を行なうための符号として m 系列を用いる場合には、2通りの考え方がある。1つは、或る 1つの m 系列を用意して、各ユーザはその m 系列を時間的にずらしたものを使う方法である。時間的にずらされた m 系列相互の相関値は、上述のように  $-1/(系列長)$  となるので、良好な相関特性の組み合わせが系列長と同じ数だけ得られる。しかし、この方法では各ユーザが同期して信号を送信しなければならないので、一般の多元接続には利用しにくい。また、相互相関値は 0 ではないので、各チャネルから干渉を受けて雑音許容度が減少し、誤り率特性が劣化してしまう。

【0037】2通りのうちのもう 1つは、各ユーザが異なる系列、すなわち異なるタップ位置のシフトレジスタから発生する m 系列を使う方法である。この場合は、チャネル間干渉が大きくなり、また同一周期の系列数が少ないため、チャネル数も限られてしまう (127 チップで 18 系列)。

【0038】(Gold 系列) m 系列の発生できる符号数が少ないという欠点を補うのが、m 系列を基にする Gold 系列である。Gold 系列は、2種類の m 系列発生器を用意し、その出力を加算することで得られる。長さ N のシフトレジスタの初期オフセットを変えることに

17

よって、基となったm系列2個を含む $2^N + 1$ 個という、m系列とは比較にならないほど多数の符号が生成される。但し、相互相関値の最大値は多少悪化する。m系列やGold系列の場合、その性質は数学的に良く研究されており、相互相関値の上限が与えられている。そのため、干渉が0ではないものの、同時接続数などを見積もることができ、非常に好都合になっている。

$$M = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_M\}$$

$$M = \{x_2, x_3, x_4, \dots, x_{M-1}, x_M, x_1\}$$

$$M = \{x_M, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}\}$$

上式の各系列の後ろに1チップ付加した系列を付加した

$$M = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_M, x_{add}\}$$

$$M = \{x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_M, x_1, x_{add}\}$$

$$M = \{x_M, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_{add}\}$$

となる。各々の自己相関特性ではそのサイドローブに0でない相関値が存在するが、位相差0において相互相関値を0とすることができ、M多重通信が可能となる。

【0040】(直交Gold系列) 直交Gold系列 ※20

$$A = \{a_i; i=0, 1, 2, \dots, N-2\}$$

$$B = \{b_j; j=0, 1, 2, \dots, N-2\}$$

( $n=2^n$ ) が異なる帰還タップ位置のシフトレジスタから生成されたものとする。その系列の後ろに1つのチップ"0"を付加することにより、系列長が

$$N=2^n$$

になる系列は次のように書ける。

$$U = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-2}, 0) =$$

$$(A, 0)$$

$$V = (T^j(b_0, b_1, b_2, \dots, b_{N-2}), 0) = (T^j B, 0) \quad 30$$

$$0) = (T^j B, 0)$$

ここで、 $T^j B$ は系列Bのチップをj回巡回シフトしたものである。U, V ( $j=0, 1, \dots, N-2$ )

により次のようなN個系列の系列集合が構成される。

$$OG(A, B) = \{U, (U * V_j) (j=0, 1, 2, \dots, N-2)\}$$

ここで、"\*"は排他的論理和を表す演算子である。OG系列の一集合OG(A, B)の中のN個の系列は互いに直交し、直交m系列よりも良好な相関特性を持つ。

【0041】(Walsh符号) Walsh符号はHadamard行列(H行列)の行ベクトルとして表される。H行列は、

(1) 正方行列

(2) 行列の元素は+1か-1のいずれかで構成される。

(3) 任意の2つの行ベクトルは全て直交する。

という条件を満たす行列のことであり、 $2^i$ 次のH行列からは $2^i$ 個のWalsh符号が得られる。以下に $2^i$ 次のH行列の作成方法について示す。

【数4】

18

\*【0039】(直交m系列) 直交m系列は、m系列の問題点を解決する方法として考え出された。この系列は、m系列を1チップずつ巡回シフトして得られるM種類の系列の後ろに1チップ付加することによって生成される。このとき、付加するチップは系列中の"1"、"0"の数が等しくなるように選ばれる。長さMのm系列を1チップずつシフトしたm系列を次式に示す。

系列は、

※は、構成方法がGold系列と同じで、系列間では直交していることからこのように呼ばれ、簡単にOG系列と言われる。ここで、2つのm系列、

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & \overline{H_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_n = \begin{bmatrix} H_{n-1} & H_{n-1} \\ H_{n-1} & \overline{H_{n-1}} \end{bmatrix}$$

H行列の性質(3)より、Walsh符号も位相差0において相互相関値が0となり、 $2^i$ 個の直交したチャンネルが得られる。但し、位相がずれると、相互相関干渉が出現する。

【0042】以上のように一般的にCDMA用符号として用いられる符号としてm系列とかGold系列とかを使用した場合は、チャンネル間で相互相関干渉が出現するという不具合があった。

【0043】本発明は上記のような従来の不具合を解決するものであり、チャンネル間で相互に干渉がなく、しかも回路構成の簡単なスペクトラム拡散無線通信システムを提供することを目的とする。

【0044】そしてまた、本発明者は、従来スペクトラム拡散通信の特徴であるCDMAに着目し、以下の目的のもとに研究、開発を行なった。

(1) チャンネル間干渉のないCDMA用符号の提案を行なう。

19

(2) SAWコンボルバを用いた相関システムの設計を行ない、提案する符号の実用化の指針を示す。

(3) 上記CDMA用符号を用いたCDMAシステムを提案し、その性能が構内CDMAセル化技術の現実解として充分であることを示す。

【0045】

【課題を解決するための手段】本発明では、上記目的を達成するため、拡散処理用の符号として近似同期CDMA用符号を用いる。この近似同期CDMA用符号は、複素数で表される多相系列の符号で、無線通信等において使用し得る符号として最近提唱されているものである。ここで、近似同期CDMA用符号について述べる。

【0046】先に述べた符号(m系列、Gold系列、Walsh符号等)は、相互相関値が0ではなかったり、相関値が0となってもそれは或る1時点に限られていた。CDMAシステムの実現という観点からは、できるだけ直交する範囲が広いことが望ましい。以下では、広範囲において直交性を有する近似同期CDMA用符号について説明する。

【0047】(直交系列)

周期Nの周期系列

(..., a<sub>0</sub>, a<sub>1</sub>, ..., a<sub>N-1</sub>, a<sub>0</sub>, a<sub>1</sub>, ..., a<sub>N-1</sub>, ...)

は次のように巡回行列として表現できる。

【数5】

\*

$$A^T C = F^{-1} B F$$

(1)式

ここで、 $A^T$ は $A$ の転置行列を表す。対角行列 $B$ の対角要素の全てが0となる時、相互相関値は全ての項において0となる。

【0049】一つの例として、周期2の直交系列(1, j)から得られた周期6の周期系列を考える。新しい直交系列は、式(A)に示すようにフーリエ変換によって※

$$\sqrt{2} F_2 \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1^1 \\ W_1^j \end{bmatrix}, \quad (A)式$$

ここで、

$$W_N = \exp\left(\frac{2\pi\sqrt{-1}}{N}\right), \quad W_N^m = \exp\left(\frac{2\pi\sqrt{-1}}{N} m\right) \text{ である。}$$

また、 $F_2$ は2-ポイントDFT行列である。なお、

(A)式の右辺の行列要素を、便宜上それぞれ $W_1^1$ ,  $W_1^j$ と表記する。 $(W_1^1, W_1^j)$ は直交系列であるから、周期6の周期系列は下記の(B)式により与えられる。

【数8】

$$\sqrt{3} F_6^{-1} \begin{bmatrix} W_1^1 & 0 & 0 \\ 0 & W_1^j & 0 \\ 0 & 0 & W_1^1 \\ W_1^j & 0 & 0 \\ 0 & W_1^j & 0 \\ 0 & 0 & W_1^j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & W_{24}^0 & W_{24}^0 \\ j & W_{24}^{10} & W_{24}^{14} \\ 1 & W_{24}^4 & W_{24}^{16} \\ j & W_{24}^{18} & W_{24}^6 \\ 1 & W_{24}^{16} & W_{24}^4 \\ j & W_{24}^{24} & W_{24}^{22} \end{bmatrix} \quad (B)式$$

ここで、 $F_6$ は6次のDFT行列である。

【0050】(B)式の左辺の各列は周波数領域での信号ピークを表しており、それに対し右辺の各列は時間領域での信号ピークを表している。時間領域での3つの周



期系列は (B) 式の右辺の列によって得られる。それらのスペクトラムに対応付けられた項の乗算はすべての項で 0 であるから、3 つの周期系列から得られた 2 列の相互相関関数はすべての項で 0 である。(B) 式の右辺の第 1 列は 4 値系列である。他が多値系列であっても、

(A) 式と (B) 式に記述された手法によって 4 値系列を得ることができる。

【0051】また、これらの多値系列を入れ替えることでスペクトルが重なり合わないようなキャリアの割り当てをして 4 値系列を使用する。どんな多値系列もキャリア周波数をシフトすることで使用することができることを図 1 に示す。“系列 1” を (B) 式の右辺の第 1 項からの 4 値系列とする。“系列 1” と “系列 2” とがチャンネル A、チャンネル B として同じキャリア周波数  $f_0$  に使用されているとき、図 1 (a) および図 1 (b) にチャンネル A とチャンネル B のスペクトルを示す。ここで、図 1

(c) に示すようにチャンネル A とチャンネル B の 2 つのス \*

$$F_{12}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ W_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} W_{12}^1 & W_{12}^1 & W_{12}^1 & W_{12}^1 \\ W_{12}^1 & W_{12}^2 & W_{12}^3 & W_{12}^4 \\ W_{12}^0 & W_{12}^{11} & W_{12}^1 & W_{12}^3 \\ W_{12}^1 & W_{12}^4 & W_{12}^7 & W_{12}^{10} \\ W_{12}^1 & W_{12}^5 & W_{12}^8 & W_{12}^1 \\ W_{12}^0 & W_{12}^2 & W_{12}^7 & W_{12}^0 \\ W_{12}^1 & W_{12}^7 & W_{12}^1 & W_{12}^7 \\ W_{12}^1 & W_{12}^8 & W_{12}^3 & W_{12}^{10} \\ W_{12}^0 & W_{12}^5 & W_{12}^1 & W_{12}^6 \\ W_{12}^1 & W_{12}^{10} & W_{12}^7 & W_{12}^4 \\ W_{12}^1 & W_{12}^{11} & W_{12}^6 & W_{12}^7 \\ W_{12}^0 & W_{12}^8 & W_{12}^7 & W_{12}^6 \end{bmatrix} \quad (2) \text{ 式}$$

ここで、 $W_N = \exp(j \frac{2\pi}{N})$  であり、 $W_N^M$  は  $W_N$  の M 乗を表す。

また、 $F_{12}$  は 12 次の DFT 行列である。

【0054】(2) 式の右辺の行列の列ベクトルから、4 つの多相周期系列が得られる。左辺の行列においては、各列は互いに直交するよう、要素がずらして配置されている。ここで、行は各チャンネルに、列は周波数軸とみなすことができる。したがって、左辺の行列は各チャンネル用系列の周波数スペクトルが互いに重ならないように設計していることに相当する。よって、逆 DFT により時間領域に変換して得られた右辺の系列のどの 2 つをとっても、相互相関関数は全ての項において 0 となる。

【0055】(2) 式の左辺の 4 つの列ベクトルは、

(1, 1,  $W_3$ ) の要素間に 0 を挿入した構成になっているが、(1, 1,  $W_3$ ) が直交系列であるために、それぞれが直交系列となっている。この場合の (1, 1,  $W_3$ ) と同様の働きをする直交系列を、基礎直交系列と呼ぶ。これにより得られた 4 つの多相周期系列の自己相関関数は次のようになる。

\*ベクトルがお互いに重なっていないから、チャンネル A とチャンネル B の相互相関値は現れない。また、図 1 (d) に示すように、チャンネル B のために ( $f_0 + \Delta f$ ) のキャリア周波数を “系列 1” に使用することができる。そのスペクトルのピークは  $\Delta f$  だけシフトしている。図 1 (d) でのスペクトルも、図 1 (e) で示すように図 1 (c) と重なっていないのでチャンネル A とチャンネル B の間の相互相関関数も 0 になる。したがって、すべてのチャンネルはキャリアを割り当てた 4 値系列を使用することで分割することができる。

【0052】上記の説明では直交系列 (1 j) が例として使われた。しかし、(1 j) を変えても他の直交系列を信号設計に使うことができる。

【0053】また別の例として、周期 3 の直交系列 (1, 1,  $W_3$ )

を考える。

【数 9】

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

【0056】一般に、基礎直交系列を拡張して作成した直交系列は、逆 DFT によって多相周期系列に変換され、その自己相関関数は基礎直交系列の周期の倍数以外の全ての項で 0 となる。(2) 式に倣って作成された符号は、相互相関のみならず、自己相関において符号の同期が多少前後にずれた場合でも相関値が 0 となるという特徴を持つ。

【0057】全ての信号が、或る一定の範囲内に収まるように制御して運用するのが近似同期 CDMA 方式である。そして (2) 式のような手順により作成された近似同期 CDMA 用符号のことを、提唱者 (末広直樹氏：筑波大学助教授) の名をとって末広符号と呼ぶこともあ

【0058】（位相状態の少ない近似同期CDMA用符号）先に述べたように、（2）式の右辺から得られる近似同期CDMA用符号は、多相周期系列となっている。その系列の位相の状態数は、系列の周期が長くなるにつれて増加していく（系列周期128では取り得る位相状態数が128ある）。考慮すべき位相の状態数があまりに多いと、実用上、符号を正確に発生させる操作が複雑、且つ困難となる。そこで、本発明では近似同期CDMA用符号を少ない位相の状態数で生成する方法について提案する。これにより系列の制御が容易になり、符号発生回路の実現が容易になる。

【0059】ここで位相状態数の低減化の方法について説明する。まず、基礎直交系列にDFTを施す。得られ\*

$$F[1 \ 1 \ W_3] = [W_{12}^1 \ W_{12}^1 \ W_{12}^0]$$

$$F_{12}^1 \begin{bmatrix} W_{12}^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_{12}^1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_{12}^1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_{12}^1 \\ W_{12}^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_{12}^1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_{12}^1 & 0 \\ W_{12}^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_{12}^1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_{12}^1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_{12}^1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W_{12}^{23} & W_{12}^{22} & W_{12}^9 \\ W_3 & W_{12}^2 & 1 & W_{12}^{22} \\ 1 & W_{12}^{21} & W_{12}^6 & W_{12}^3 \\ 1 & W_{12}^{20} & W_{12}^4 & 1 \\ W_3 & W_{12}^{23} & W_{12}^6 & W_{12}^1 \\ 1 & W_{12}^6 & 1 & W_{12}^6 \\ 1 & W_{12}^5 & W_{12}^{22} & W_{12}^3 \\ W_3 & W_{12}^{20} & 1 & W_{12}^4 \\ 1 & W_{12}^3 & W_{12}^6 & W_{12}^9 \\ 1 & W_{12}^2 & W_{12}^4 & W_{12}^6 \\ W_3 & W_{12}^5 & W_{12}^6 & W_{12}^7 \end{bmatrix} \quad (3) \text{式}$$

【0061】（3）式の右辺の行列の第1列に注目すると、基礎直交系列（1, 1, W<sub>3</sub>）の繰り返しとなっていることがわかる。したがって、この系列の取り得る位相状態は”1”か”W<sub>3</sub>”の2種類となる。ただし、他の列ベクトルから得られる系列は先の近似同期CDMA用符号と同様に多相周期系列となっている。しかし、これらの系列の特性は、1列目の系列を用いて表現することができる。

【0062】（3）式の右辺から得られる系列のスペクトルに着目すると、各系列は或る帯域中に基礎直交系列の周期と同数（いまの場合は3）のピークが等間隔に立つというのは共通であるが、そのピーク的位置がそれぞれ違うことで区別される。すなわち、各系列のスペクトル特性は、第1列ベクトルをシフトさせた形となっている、近似同期CDMA用符号の直交性は、符号のスペクトルが互いに重ならないことで実現している。よって、最も位相状態の少ない系列のみを用い、各チャネル用の符号としては乗算するキャリア周波数を変位させてスペクトルの立ち方をシフトさせることで、他の列ベクトルを拡散符号として使用した場合と同様の特性が得られる。この様子を図2に示す。

\*る系列はまた直交系列になっているので、この系列を新たに基礎直交系列とし、（2）式と同様に系列の要素間に0を挿入して周期を任意の長さに拡張する。そして、各列ベクトルが直交するように、すなわち周波数スペクトルが重ならないように行列を構成し、その後逆DFTを施して時間軸上の信号を得る。その結果、得られた行列の第1列は、最初の基礎直交系列が連続した形になっており、その位相状態数は基礎直交系列のそれと等しくなる。

【0060】例として、先の説明と同様に、基礎直交系列が周期3の系列（1, 1, W<sub>3</sub>）の場合について説明する。

【数10】

【0063】基礎直交系列として、（1, 1, W<sub>3</sub>）の代わりに4相の直交系列、

（1, 1, 1, 1, 1, j, -1, -j, 1, -1, 1, -1, 1, -j, -1, j）

もしくは2相の系列、

（1, 1, 1, -1）

を用いると、それぞれ4相もしくは2相の近似同期CDMA用符号が生成される。これらは容易に回路による実現が可能である。そして、SS通信に応用することができるものである。

【0064】そこで、本発明者は実際に符号発生器を作成し、相関器としてZnO/Si型SAWコンボルバを用いた相関システムを構成し、近似同期CDMA用符号の相関特性を観察した。この相関システムの構成に当たっては、ここでは相関器としてのZnO/Si型SAWコンボルバを用いた。その構造を図3に示す。この図に示してあるように、ZnO/Si型SAWコンボルバ20は、ZnO（酸化亜鉛）層21と、SiO<sub>2</sub>（二酸化珪素）層22と、Si（珪素：シリコン）構造体23とを順次積層し、さらにSi構造体23の裏面には背面接続電極24が配置されて成る。ZnO層21にはゲート

電極25が設けられている一方、回路としてのIDT26(26a、26b)が設けられている。また、上記ZnO/Si型SAWコンボルバ20の主な特性を従来の\*

\*エラスティック型コンボルバと対比させて表4に示す。

【表4】

タイプ	エラスティック型	圧電膜/半導体型
構造	LiNbO <sub>3</sub>	ZnO/Si
BT積	2200	207
遅延時間	22 $\mu$ sec	9 $\mu$ sec
帯域幅	100MHz	23MHz
効率	-69dBm	-42dBm
ダイナミックレンジ (サーマルノイズレベルから)	62dB	50dB
ダイナミックレンジ (スプリアスレベルから)	43dB	35dB

表4 エラスティックコンボルバとZnO/Si型コンボルバの比較

【0065】この表4から明らかなように、ZnO/Si型SAWコンボルバ20の動作中心周波数は215MHz、BT(Band-Time)積は207である。BT積は3dB帯域幅と遅延時間の積で、スペクトラム拡散通信に応用した場合、SAWデバイスの最大発揮し得るプロセスゲインに相当する。ZnO/Si型SAWコンボルバ20は、そのゲート電極25におけるSi空乏層の非線形容量性により-42dBという端子効率を実現している。この値は、従来のエラスティック型コンボルバより約15dB良く、中程度のBT積を必要とする無線端末用相関器として最適である。ZnO/Si型SAWコンボルバの特長は、エラスティック型コンボルバに比較して高い効率を実現することである。特に、SAWコンボルバは、いくつもの系列用のマッチドフィルタをプログラマブルに操作することが可能である。これは、参照信号がSAWコンボルバのフィルタ特性により決定されるためである。

## 【0066】

【発明の実施の形態】以下、本発明の第1の実施の形態について説明する。図4は上記ZnO/Si型SAWコンボルバ20を使用して構成した相関システムの回路構成を表すブロック図である。この図に示すように相関システムは、ZnO/Si型SAWコンボルバ20と、このZnO/Si型SAWコンボルバ20へ入力される周波数 $f_a$ の第1信号を発生させる第1の発振器27と、第1信号に対してPNコード1を入力するPNコード1供給部28と、第1信号とPNコード1とを乗算する第1の乗算器29と、ZnO/Si型SAWコンボルバ20へ入力される周波数 $f_b$ の第2信号を発生させる第2の発振器30と、第2信号に対してPNコード2を入力するPNコード2供給部31と、第2信号とPNコード

2とを乗算する第2の乗算器32と、ZnO/Si型SAWコンボルバ20の出力に対して帯域分離を行なうバンドパスフィルタ33とから構成されている。拡散符号であるPNコード1および2については、コード長が127チップのm系列、コードレートは14MHzとしてある。

【0067】入力信号と基準信号はそれぞれのデジタル変換器に印加される。ゲート電極25からの出力信号は、入力と基準信号の間の関連した信号である。

【0068】図5は上記図4に示された回路構成を有する相関システムで相関処理を行なって得られたZnO/Si型SAWコンボルバ20の拡散符号並びに周波数に対する包絡線特性結果を示す図である。この場合、中心周波数が $f_a$ と $f_b$ である2つ2値変調(BPSK)信号はコンボルバ20のそれぞれの入力端子に入力される。拡散変調に用いるPN符号はm系列である。符号長は127チップであり符号のチップレートは14Mcpsである。図5(a)は、PNコードが変わるときの相関ピーク値の変化を示す図である。相互相関の大きさは、SAWコンボルバに同一の符号が入力された場合は、図5(a)に示すように、拡散符号の自己相関出力が得られ、急峻なピークを持った出力となる。プリファードペアなm系列m(7,1)およびm(7,3)を入力した場合は、相関出力はその相互相関特性を反映した出力が得られ、自己相関特性の大きさと比較して抑圧されていることが分かる。一方、SAWコンボルバの入力中心周波数を変化させたときの相関ピークの変化を図5(b)に示す。このとき、 $f_a$ と $f_b$ の周波数差が110kHz以上になると相関ピークが消滅する。110kHzという値はSAWコンボルバの伝搬遅延時間すなわちゲート遅延時間9 $\mu$ sec(マイクロ秒)の逆数に相

\*のようなチャネルセパレーションの方式を微小周波数変位型マルチチャネルと呼ぶことにする。

【0071】SAWコンボルバは、素子内部に符号情報を持たず、且つ完全にアナログ動作を行なうので、使用する拡散符号に制限がなく、非同期で最高相関操作が可能となるという特徴を持つ。近似同期CDMA用符号に対するSAWコンボルバの相関システムの構成に際しては、この特徴と微小周波数変位型マルチチャネルを積極的に適用する。この相関システムの実験の緒元を表5に示す。

【表 5】

基礎直交系列	周期16の系列 (1 1 1 1 1 j -1 -j 1 -1 1 -1 1 -j -1 j)
拡張後の系列周期	128
チップレート	14Mcps
キャリア周波数	215MHz + 110kHzの整数倍
チャネル数	8

表 5 實驗諸元

※を複素平面で $\pi/4$ 回転させることにより得られる。この処理により、4相系列の実部と虚部は1と-1の2値のみでの表現が可能になる。したがって、実部と虚部の2値系列になるため、ディジタル回路により簡単に実現することができる。

【0073】また、上の処理とは別に、上記周期16の基礎直交系列にDFTを施して新たな直交系列を得る。

※ 【数 1 1】

$$F \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & j & -1 & -j & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}$$

設計ではチャンネル数8を設定したため、直交系列の要素間に0を7つ挿入して周期を128に拡張する。この系列を順次要素をシフトさせて8列の行列にする。この行列にDFTを施すことにより、時間領域の信号を得る。

(4) 式右辺の行列の第1列には、基礎直交系列が繰り返された系列が現れている。この系列は、 $\pm 1$  および  $\pm j$  の4つの値で構成されるため、4相系列となる。一方、他のベクトルから得られる系列は、従来と同様多相周期系列となっており、これらの系列を回路で生成するには128段階の精度で位相を制御する必要があるため、正確な発生は困難となり、十分な特性が期待できない。

【0075】そこで、上述したように、他の系列の特性は最も位相状態数のすくない第1列の系列を用いて実現する。すなわち、各チャンネルにキャリア周波数を110kHzづつ変位させて割り当て、それぞれの符号の代わりとする。これにより、スペクトルのピークの立つ位置

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 1 \\ W_{12}^{13} & 0 & & 0 \\ 0 & W_{12}^{13} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 \\ W_{12}^{17} & 0 & & W_{12}^{18} \\ \cdot & W_{12}^{17} & & 0 \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{row}} \begin{bmatrix} 1 & \cdot & \dots & \cdot \\ 1 & & & \cdot \\ 1 & & & \cdot \\ 1 & & & \cdot \\ 1 & & & \cdot \\ j & & & \cdot \\ -1 & & & \cdot \\ -j & & & \cdot \\ 1 & & & \cdot \\ -1 & \cdot & \dots & \cdot \\ 1 & & & \cdot \\ -1 & & & \cdot \\ 1 & & & \cdot \\ -j & & & \cdot \\ -1 & & & \cdot \\ j & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \end{bmatrix}$$

(4) 式

【0074】(4)式に示すように、スペクトル領域の 50



がシフトするので、それぞれの多相周期系列を用いたときと同様の特性が実現できる。

【0076】ところで、得られた4相の近似同期CDMA用符号の位相は、位相空間で見ると実軸および虚軸上に位置する。そのため、符号を実部と虚部とに分けて制御することを考えた場合、±1および0の3値が必要となる。そこで、さらなる簡略化のために、この実験では図6に示すように符号を位相空間で45度回転させ、各象限に1つの状態が来るようにする。この処理により、符号の実部および虚部は2値のみをとるようになり、±

を用いたデジタル回路による容易な制御が可能となる。

【0077】この近似同期CDMA用符号を14Mcpsで用いると、帯域幅14MHzに16本のスペクトルのピークが立つことになる。また、符号の自己相関特性は、基礎直交系列の周期16の倍数以外の全ての項で0となる。すなわち、1周期の相関で16チップ時間毎に8本の相関ピークが現れる。一方、キャリアを変位させて用いる他チャネル用の符号との相互相関特性は理論的には0となる。

【0078】図7および図8はこの実施の形態におけるSAWコンボルバを用いた相関システムの構成を表すブロック図である。これらの図のうち図7は上記相関システムの送信部の構成を表すブロック図、図8は同相関システムの受信部の構成を表すブロック図である。図7において、37は近似同期CDMA用符号を発生する符号発生器、38は送信キャリア信号( $f_a$ )の出力源となるキャリア信号発生器、39は近似同期CDMA用符号の実部に対して信号を乗算する乗算器、40はキャリア信号発生器38で生成されたキャリア信号の直交成分を生成する直交成分生成部、41は近似同期CDMA用符号の虚部に対してキャリア信号の直交成分を乗算する乗算器、42は乗算器39の出力と乗算器41の出力とを加算する加算器、43は送信信号を出射する空中線としてのアンテナである。

$$(R + jI)(R + 'jI') = (RR' - II') + j(RI' + R'I)$$

(C)式の右边が4項からなるため、相関を計算するためには4つの相関器が必要である。自己相関を計算する※

$$(R + jI)(R - jI) = (R^2 + I^2)$$

自己相関関数は(D)式を1周期にわたって積分することにより得られる。近似同期CDMA用符号の理論から、相互相関は0である。したがって、

$$(RR' - II')$$

および

$$(RI' + R'I)$$

$$(R \cos \omega t + I \sin \omega t)(R' \cos \omega t + I' \sin \omega t)$$

(E)式の直流成分を除去すると、次の(F)式が得ら

\*【0079】図8において、44は近似同期CDMA用の参照符号を発生する参照符号発生器、45は受信キャリア信号( $f_b$ )の出力源となるキャリア信号発生器、46は近似同期CDMA用符号の実部に対して信号を乗算する乗算器、47はキャリア信号発生器45で生成されたキャリア信号の直交成分を生成する直交成分生成部、48は近似同期CDMA用符号の虚部に対してキャリア信号の直交成分を乗算する乗算器、49は乗算器46の出力と乗算器48の出力とを加算する加算器、50は加算器49の出力を入力して相関処理を行なうSAWコンボルバ、51は無線信号を受信する空中線としてのアンテナである。

【0080】符号発生器37、44は、PLD(Programmable Logic Device)を中心とした簡易な構成で実現している。符号発生器37、44からは4相の近似同期CDMA用符号の実部および虚部が出力される。送信部においては、近似同期CDMA用符号の実部をキャリアの同相(1相)成分に、虚部を直交成分(Q相)に乗算して送信する。受信部では、参照用の符号が生成され、SAWコンボルバ50で近似同期CDMA用符号の実部信号及び虚部信号の相関を取り、両者を演算処理することで結果を得ている。SAWコンボルバを用いているために、相関処理は完全に非同期でかつ自動的に行なわれる。なお、信号の伝搬路は有線で構成されているが、一部または全部を無線で接続してもよい。

【0081】このようにして実現したSAWコンボルバを用いた相関システム、ひいてはスペクトラム拡散無線通信システムの特長は、受信部にたった1個のコンボルバ50しか使っていないことである。このような、受信部にたった1個のコンボルバを備えただけで相関が可能な理由を以下に示す。

【0082】送信系列の( $R + jI$ )と参照系列の( $R + 'jI'$ )によりできる。この2つの複素数の掛け算は(C)式のように表せる。

$$\dots\dots (C) \text{式}$$

※ときには( $R - jI$ )が参照系列として使用される。

$$\dots\dots (D) \text{式}$$

★の両方の積分値は0である。相関関数の虚部は相互相関および自己相関ともに0であるため、相関システムには(C)式の実部を実現することが必要である。

【0083】図8に示してある、1個のコンボルバ50を使用している受信部は、数学的に以下のように表される。

$$\dots\dots (E) \text{式}$$

50 れる。

31

$$\begin{aligned} & (1/2) (RR' - II') \cos(2\omega t) + (1/2) (RI' \\ & - IR') \sin(2\omega t) \end{aligned}$$

【0084】もし、参照系列が送信系列の複素共役であれば、自己相関として、

$$(R^2 + I^2) \cos(2\omega t)$$

の形になる。計算機による数値計算を行なったところ、

(E)式の相互相関の値が $10^{-4}$ 以下になることを見出した。それゆえ、1つのSAWコンボルバを用いた実験相関システムは、自己相関及び相互相関特性を出力することが可能である。

【0085】図9は上記の相関処理において、送信部から発生した送信信号の電力スペクトル(送信スペクトラム)を示す図である。信号設計の理論から、チップ幅の中に現れるスペクトラムのピークの数基礎直交系列の周期の数である。この図から、帯域幅14MHz中に16本スペクトルのピークが観察され、理論通りの符号が生成されていることがわかる。このピークが重ならないようにキャリアを微小周波数変位させることで、多重化を実現する(微小周波数変位型マルチチャネル)。拡散帯域28MHzは日本で許可されているSS帯域に近いということも強調しておきたい。また、上記の実験では、中心周波数が215MHzである。搬送周波数をミキサと発信回路を付加して2.4GHzにアップコンバートすることは簡単であるので、2.4GHzに十分適用可能である。

【0086】図10(a)は近似同期CDMA用符号の自己相関特性の理論特性を示し、図10(b)は近似同期CDMA用符号の自己相関特性の実測値を示す図である。理論的には、1周期で基礎直交系列の周期の倍数の項で相関ピークが現れ、それ以外では0となる。本実施の形態の場合、系列周期が128、基礎直交系列の周期が16であるので、系列1周期の相関で8本のピークが現れることになる。しかし、コンボルバの場合、入力信号と参照信号は互いに向かい合って進行してくる(つまり、入力信号がお互いに反対方向の電極に伝搬する)ので、結局符号1周期に相当する9μsecでは16本の相関ピークが出現する。経験的に観測された上記のような自己相関特性から理論通りの動作結果が得られていることがわかる。ただし、シミュレーションでは各ピーク間のオフドロップは0となっているのに対し、実際の測定ではそのようになっていない。この原因としては、アナログ素子である2台のSAWコンボルバ49、50の出力特性の差異、またキャリアのI相およびQ相の直交性が充分でない( $\pi/2$ からずれている)こと、或いは2つの出力信号の位相状態の調整が最適化されていないことなどが考えられる。

【0087】図11(a)は近似同期CDMA用符号の相互相関特性の理論特性を示し、図11(b)は近似同期CDMA用符号の相互相関特性の実測値を示す図である。この場合、送信信号と参照信号の中心周波数はそれ

32

$$\dots (F) \text{式}$$

ぞれ215MHzと215.11MHzである。これらの図により充分に抑制された相互相関特性が実験的にも得られることが図11(b)から分かる。

【0088】(実施の形態2)近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステム

次に、近似同期CDMA用符号を用いて通信システムの設計を行なう。まず近似同期CDMA用符号の特性を維持しながら、データ変調を行なうために、符号の擬周期化という概念を導入する。次に、実際に擬周期系列発生器を作成し、その特性を観察した結果について示す。さらに、CDMAシステムについて検討しセル半径およびデータの伝送レートについても検討する。

【0089】近似同期CDMA用符号は、符号のみを用いた場合、上述のように、全ての区間において相互相関値が0および自己相関ピーク間のサイドローブが0という特徴を持つ。しかし、近似同期CDMA用符号にBPSKのようなデータ変調を施すと、その特性が劣化してしまう。図12は、データ変調方式としてBPSKを用い、データが"1010..."とした場合の近似同期CDMA用符号の相関特性のシミュレーション結果を示す図である。図12において、上段の左図は近似同期CDMA用符号のみを用いた場合の自己相関特性を示し、同じく上段の右図は近似同期CDMA用符号のみを用いた場合の相互相関特性を示す。また、下段の左図は近似同期CDMA用符号にBPSKデータ変調を施した場合の自己相関特性を示し、同じく下段の右図は近似同期CDMA用符号にBPSKデータ変調を施した場合の相互相関特性を示す。これらの図から、先に挙げた特徴が失われてしまっていることがわかる。すなわち、自己相関におけるピーク間のサイドローブ値が図11下段の左図に"P"で示すように0でなくなるのである。このピークは相互相関においても現れる。これは、データの"1"、"0"に対して符号の位相が0、 $\pi$ と切り替わるために、データの切り替わりにおいて符号の特性が消失してしまうからである。

【0090】データ変調に対しても周期系列の特性を維持する方法として、擬周期化と呼ばれる概念が提案されている。先ずこの概念について説明する。

(擬周期系列)

有限長Nの系列を、

$$A = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$$

とすると、Aを基に作成される長さ $N+2L$ の系列、

$$A' = (a_{N-L}, \dots, a_{N-1}, a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, a_0, \dots, a_{L-1})$$

をAの擬周期系列と呼ぶ。図13は擬周期系列の作成方法を説明する図である。この図において、A'の先頭からLチップはAの後ろLチップの系列と同じである。一方、A'の後ろLチップはAの先頭Lチップの系列と同

じである。つまり、 $A'$  は  $(\dots AAA \dots)$  という周期系列から、 $A$  を中心に前後  $L$  チップ付加して切り取った形になっている。この状態において  $A$  から  $A'$  を作成することを擬周期化と呼ぶ。擬周期系列  $A'$  と系列  $A$  との相関をとると、 $2N+2L-1$  チップ分の自己相関出力が得られる。このうち、中央の  $2L+1$  チップ分の出力は、 $A$  の周期系列の自己相関関数と等しくなる。さらに、 $A$  の代わりに  $A$  とは異なる有限長  $N$  の系列を  $B$  を用いて  $A'$  と  $B$  の相関をとることを考える。すると、その相関結果は中央の  $2L+1$  チップ分が  $A$  と  $B$  との相互相関関数と一致する。

【0091】例として、周期4 ( $N=4$ ) の直交系列  $A = (111-1)$

を考える。まず、 $A$  の周期系列の自己相関関数は、  
 $(\dots 40004000 \dots)$

と得られる。また、 $A$  の1周期分同士の相関は、  
 $(-101410-1)$

となる。

【0092】次に、 $A$  に対し擬周期化を行なう。 $L=2$  とすると、

$A' = (1-1A11) = (1-1111-111)$

と得られる。 $A'$  の1周期と  $A$  の相互相関をとると、その結果は、

$(-12-100400121)$

となり、中央の  $2L+1=5$  チップ分の出力が周期自己相関関数の  $-L \sim +L$  シフトの項と一致していることがわかる。

【0093】(擬周期化した近似同期CDMA用符号) 近似同期CDMA用符号の擬周期系列について考える。先に述べたように、擬周期化した近似同期CDMA用符号と通常の近似同期CDMA用符号の相関出力の中央の  $2L+1$  チップ分では、符号の周期相関特性が維持されることになる。すなわち、希望信号に対しては、自己相関ピーク間のサイドローブが検出されず、非希望信号に対しては相関値が出現しない。これは、符号の擬周期化によって付加されたチップがデータ変調に対するガードビットのような役割を果たしているためである。このために、 $L$  チップずれた信号に対しては符号の自己相関特性が維持される。つまり、全ての信号が  $L$  チップ時間内のずれに収まっていれば(すなわち近似同期制御がなされていれば)、近似同期CDMA用符号の特性が発揮される。

【0094】シミュレーションにより、近似同期CDMA用符号の擬周期化のデータ変調に対する効果について調べた。 $N=128$  の近似同期CDMA用符号を  $L=15$  として擬周期化し、BPSK変調を行なった信号と擬周期化を施さない参照用近似同期CDMA用符号との相関のシミュレーション結果を図14および図15に示す。図14は、希望信号の擬周期系列との相関を示しており、この図中、中央部分では自己相関ピーク間のサイ

ドローブが0となっており、近似同期CDMA用符号の特性が維持されている。また、図15は非希望信号の擬周期系列との相関を示している。こちらも同様に符号の特性が維持されており、図15中、中央部分では相互相関値が0となっている。このように、符号の擬周期化はデータ変調による符号の特性の劣化の対策として有効であることがわかる。

【0095】(擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性) 次に、実際に擬周期系列発生器を作成して擬周期系列発生器化された近似同期CDMA用符号の相関特性を検討する。図16および図17はこの実施の形態におけるSAWコンボルバを用いた相関システムにおいて擬周期系列発生器を取り付けた例を表すブロック図である。これらの図のうち図16は上記相関システムの送信部の構成を表すブロック図、図17は同相関システムの受信部の構成を表すブロック図である。図16において、55は近似同期CDMA用符号を擬周期化して擬周期系列符号を作成する擬周期系列発生器、56はベースバンドデータを生成するベースバンドデータ生成器、57は擬周期系列符号の実部に対してベースバンドデータ信号を乗算する乗算器、58は擬周期系列符号の虚部に対してベースバンドデータ信号を乗算する乗算器、59は送信キャリア信号の出力源となるキャリア信号発生器、60はキャリア信号発生器59で生成されたキャリア信号の直交成分を生成する直交成分生成部、61は乗算器57の出力信号に対してキャリア信号を乗算する乗算器、62は乗算器58の出力信号に対してキャリア信号の直交成分を乗算する乗算器、63は乗算器61の出力と乗算器62の出力とを加算する加算器、64は送信信号を出射する空中線としてのアンテナである。

【0096】図17において、65は近似同期CDMA用の参照符号を発生する参照符号発生器、66は受信キャリア信号( $f_b$ )の出力源となるキャリア信号発生器、67は近似同期CDMA用符号の実部に対して信号を乗算する乗算器、68はキャリア信号発生器66で生成されたキャリア信号の直交成分を生成する直交成分生成部、69は近似同期CDMA用符号の虚部に対してキャリア信号の直交成分を乗算する乗算器、70は乗算器67の出力と乗算器69の出力とを加算する加算器、71は加算器70の出力を入力して相関処理を行なうSAWコンボルバ、72は無線信号を受信する空中線としてのアンテナである。ここで、重要なことは、図17の受信ブロックにおいて、相関条さを行うコンボルバは、図8の場合と同じくたった1個であることである。一個のコンボルバで相関操作が行える理由は(0067)で記述したとおりである。

【0097】また、上記擬周期系列発生器を作成するに当たっての各種パラメータを表6に示す。

【表6】



系列長 N	128
付加チップ長 L	15
チップレート	14Mcps
チャンネル数	8

表 6 符号の諸元

【0098】なお、この実施の形態では、第1の実施の形態において用いた系列を、前後に15チップ付加して擬周期化したものを用いている。擬周期系列発生器55としては、例えばXilinx社のFPGA(Field Programmable Gate Array)XC4010-4を用いて実現した。ベースバンドデータの”1”、”0”に対して擬周期系列1周期(158チップ)の極性を正転、反転させてデータ変調を行なう

(BPSK方式)。一方、受信側では、参照信号として通常の近似同期CDMA用符号を発生し変調信号と相関をとることで結果を得る。

【0099】またこの実施の形態においても、SAWコンボルバを用いた相関システム、ひいてはスペクトラム拡散無線通信システムの特長は、受信部にたった1個のコンボルバ50しか使っていないことである。このような、受信部にたった1個のコンボルバを備えただけで相関が可能な理由は、上記第1の実施の形態において説明したのと同じであるから、ここでは説明を省略する。

【0100】図18乃至図21は上記通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果を示す図である。これらの図のうち、図18はデータを乗算しない符号のみの場合の希望信号に対する相関結果を表す図、図19は、同じくデータを乗算しない符号のみの場合の他局信号に対する相関結果を表す図である。図20はデータを”0”、”1”交互として変調を施した場合の希望信号に対する相関結果を表す図、図21は同じくデータを”0”、”1”交互として変調を施した場合の他局信号に対する相関結果を表す図である。図18および図19において、希望信号に対する相関( $f_a = f_b = 215\text{MHz}$ )および他局信号に対する相関( $f_a = 215\text{MHz}$ 、 $f_b = 215.11\text{MHz}$ )のいずれの相関も、シミュレーションによる理論特性とほぼ一致していることがわかる。一方、図20および図21の場合はデータを”0”、”1”交互として変調を施しており、これは、最もベースバンドデータの位相の切り替わりが激しいとした場合の結果である。この場合においても、希望信号に対する相関( $f_a = f_b = 215\text{MHz}$ )および他局信号に対する相関( $f_a = 215\text{MHz}$ 、 $f_b = 215.11\text{MHz}$ )のいずれの相関も、上記符号のみの場合と比較しても殆ど変わらず、シミュレーションによる理論特性とほぼ一致していることがわかる。つまりデータ変調を施しても近似同期

CDMA用符号の特性が劣化することなく維持されている。

【0101】(近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステム)次に広範囲において直交性を有するという近似同期CDMA用符号の特質(利点)を発揮できる通信形態について考案する。図22は近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステム(通信形態)の一例を概略的に示す図である。このCDMAシステムは中央に基地局75を有する小ゾーン構成、いわゆるセルラー方式のCDMAシステムを想定したものである。このCDMAシステムは、半径Rのセル76内に複数の移動局77が存在し、それらは基地局75を通して他の端末(移動局を含む)と通信を行なう。基地局75から移動局77への回線のことを下り回線(Down Link)78と呼び、反対の移動局77から基地局75への回線のことを上り回線(Up Link)79と呼ぶ。下り回線78においては、基地局75から各移動局77へ複数の信号を一斉に送信するため、各チャンネルの同期制御が可能となる。したがって、Walsh符号や直交m系列といった従来の同期CDMA用符号を用いても、多重通信を行なうことができる。

【0102】一方、上り回線においては、複数の移動局77は各移動局独立のタイミングで基地局75へ送信を行なう。そのため、各移動局77間の同期制御は困難であり、従来の同期CDMA用符号を用いた多重化ではチャンネル間において干渉が発生してしまう。この対策として、現行のCDMAシステムでは、基地局75による移動局77の送信電力制御(Power Control)が行なわれている。この操作により、全ての上り回線の信号がセル76内のどこから発せられたものであっても、基地局75には同じ電力で到達するようにし、干渉の影響を低く抑える。しかしながら、この機能を実現するためには、高価で複雑な装置構成が必要不可欠となる。

【0103】これに対して、これまでに説明してきた擬周期化した近似同期CDMA用符号について着目すると、本実施の形態における先の説明で述べたように、データ変調を施しても最大2Lチップ時間という広い直交性を有し、Lチップずれた信号に対しても、チャンネル間干渉が現れない。この特性を利用し近似同期CDMA用符号を上り回線79に適用する。

【0104】次に上記セルラー方式のCDMAシステムにおいて採用されるセル76の半径Rについての検討を行なう。すなわち、近似同期制御を行なうことなく、全ての信号が自然と近似同期の範囲に収まっているようなセル76の大きさを求めるものである。表6から、 $L = 15$ と得られるので、全ての信号が15チップ以内に収まっているならば、移動局77間の同期制御をしなくても干渉の影響を受けない通信が可能となる。15チップを時間に換算すると、チップレートが14Mcpsであ



ることから、次式のようになる。

$$15 \text{ (chip time)} = (14 \text{ M})^{-1} \times 15 = 1.07 [\mu \text{ sec}]$$

すなわち、CDMAシステムの同期には約1  $\mu \text{ sec}$  の余裕がある。

【0105】次に、基地局75と、各移動局77（ここでは移動局77A、77Bとする）の間の通信方法について説明する。図23は図22に示すセルラー方式のCDMAシステムにおける基地局75と2つの移動局77A、77Bとの間における通信手順の一例を説明するタイムチャートである。この図において、各移動局77A、77Bへの信号が一斉に送信される下り回線78に対して、各移動局77A、77Bは受信後直ちに応答を返すものとする。下り回線78の信号が発せられた時刻を0とし、移動局77Aによって受信された時刻を  $t_1$ 、移動局77Bによって受信された時刻を  $t_2$  とすると、移動局77Aおよび移動局77Bからのそれぞれの応答信号が基地局75に到達する時刻は、それぞれ  $2t_1$  および  $2t_2$  となる。基地局75と移動局77A、77Bの間の距離が異なると、応答信号の到着には遅延時間が生じる。移動局77Aは基地局75の近傍に位置し、移動局77Bがセル76の外周部にいるときに基も遅延時間が大きくなり、この  $t$  が15チップ時間以内であれば、全ての上り回線79の信号は同期制御をしなくても近似同期の範囲内にあることになる。このときのセル半径Rを求めると、

$$\begin{aligned} (\text{遅延時間})_{\max} &= (2t_2 - 2t_1) \\ &= (R - 0) / (\text{光速}) \\ &= 1.07 [\mu \text{ sec}] \quad (15 \text{ chip time}) \end{aligned}$$

より、 $R = 160.71 \text{ (m)}$  と得られる。この値は、PHSのセル半径が100～200mであることから、充分実用的である。

【0106】さらに、上り回線79の信号についてシミュレーションを行なった。図24は上り回線79の信号についてのシミュレーションで想定した通信形態を示すブロック図である。また図25は上記上り回線79の信号についてのシミュレーションにおいて得られた相関結果を示す図である。移動局77は複数（77A、77B、・・・77G）存在し、それぞれ  $\tau_A$ 、 $\tau_B$ 、・・・ $\tau_G$  の遅延時間をもって信号を基地局75へ返しているものとする。合計7局の移動局77A、77B、・・・77Gが、それぞれ独立のタイミングで送信を行う。但し、そのずれは最大でも15チップ以内に収まっている（近似周期がなされている）とする。それらの信号が全て加算されて基地局75に到達したものとし、それに対して相関処理を行う。移動局に対する相関を取った場合は、図25（a）のように近傍サイドローブが0となる部分が定期的に現れる。この部分を取り出し、キャリアを取り除くことによりデータが復調される。一方、実際には送信を行っていない移動局77Hに対する相関を行

うと、その結果は図25（b）のようになる。この図から、相互相関値が0となっている部分が出現していることがわかる。すなわち、チャンネル間干渉の影響を受けていない。

【0107】（伝送レートの検討）擬周期化した近似同期CDMA用符号を用いた場合のベースバンドデータの伝送レートについて検討する。基地局75と移動局77は、TDD（Time Division Duplex）による全二重通信を行っているものとする。TDDとは、送受信のタイミングを時間軸で分割し、擬似的に全二重通信を行う手法である。図26にTDDの概略を示すブロック図である。ある絶対時間を持ったマスタ送信機（今の場合は基地局75）が存在し、他の子機（移動局77）はあらかじめ決定された時間の間に送信を行う。この与えられたフレーム内であれば、任意のデータを送信可能となる。

【0108】データとして音声を送ることを考えると、人間の音声の許容遅延時間（人間が遅延と感じない最大時間）が約5 msecであることから、回線の最大フレーム長は5 msecとなる。この値は、擬周期化した近似同期CDMA用符号1周期、即ち158チップで1シンボルを送るとすると、450シンボル時間に相当する。データ変調方式がBPSKの場合、1シンボルで1ビット送信することになるので、1フレーム当たりの送信可能ビット数は最大450ビットとなる。従って、フレームを上り、下りで均等に割り振るとすると、回線のデータレートは45 kbpsと得られる。

【0109】ここで、近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステムの更なる高性能化について検討する。先の説明では、近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステムについて、基本的な方式を用いた場合について性能の見積を行った。本節では、より高性能なシステムを実現する指針として、チャンネル数の増加および伝送レートの高速化について検討を行う。

【0110】（チャンネル数の増加）近似同期CDMA用符号の場合、直交性が広範囲にわたるという利点があるものの、今回検討した符号では符号長128で多重数は8と、チャンネル数はそれほど多く取ることができない。一方、同期制御が可能な下り回線に直交m系列やWalsh符号といった同期CDMA用符号を適用した場合、理想的には理論限界に近いチャンネル数が設定でき、符号長128では多重数は128となる。従って、下り回線の128チャンネルに対し上り回線が8チャンネルと非常に非対称性の強いネットワークとなる。このバランスを改善し、効率の良い通信を実現するために、上り回線のチャンネル数増加が望まれる。

【0111】本発明で検討した8というチャンネル数は、現行の帯域幅26 MHzの法規制およびSAWコンボルの積分時間9  $\mu \text{ sec}$  といった条件に依っている。帯域幅の制限がなければ、チップレートを高速にすること

により、近似同期CDMA用符号のスペクトルのピーク間隔が広がり、多くのチャネルを設定することができる。従って、将来的により広い帯域幅が認可されれば、その分のチャネル数の増加が見込める。例として100MHzバンドが制定されたとすると、帯域幅は現行の約4倍であるので、チャネル数は単純に32と計算できる。

【0112】また、SAWコンボルバの積分時間を長くできれば、長周期の系列の処理が可能となり、現行のチップレート14MHzでもチャネル数を増やすことが可能となる。但し、符号長が長くなることによりデータレ

$$\begin{aligned} \text{実数部: } & R \cos \omega t \cdot R' \cos \omega t + I \sin \omega t \cdot I' \sin \omega t \\ & + R \sin \omega t \cdot R' \sin \omega t + I \cos \omega t \cdot I' \cos \omega t \\ & \dots \dots \dots (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{虚数部: } & I \cos \omega t \cdot R' \cos \omega t + I \sin \omega t \cdot R' \sin \omega t \\ & - (R \sin \omega t \cdot I' \sin \omega t + R \cos \omega t \cdot I' \cos \omega t) \\ & \dots \dots \dots (6) \end{aligned}$$

本発明で用いた近似同期CDMA用符号はその相関値が全て実数で得られるため、(6)式の出力は0となり、(5)式のみを考慮すれば十分であった。

【0114】ここで、j倍(虚数倍)した近似同期CDMA用符号(j倍符号)を考える。j倍した符号のスペ

#### 通常の前広符号(1倍符号)

$$\begin{aligned} \text{実部: } & 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \dots \\ \text{虚部: } & 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \dots \end{aligned}$$

#### j倍した前広符号(j倍符号)

$$\begin{aligned} \text{実部: } & -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \dots \\ \text{虚部: } & 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \dots \end{aligned}$$

よって、スペクトルが重ならない他チャネル用符号との相互相関値は0となる。問題はスペクトルが重なる同一キャリアの1倍符号との相関であるが、相関値は虚数となり、(6)式には出力が現れるが、(5)式には出力されない。したがって、(5)式に相当するシステムで相関処理を行えば、1倍符号とj倍符号は識別が可能であり、両者の干渉はない。当然、参照信号としてj倍符号を用意すれば、(5)式で検出が可能である。このことを応用すれば、1倍符号で8チャネル、j倍符号で8チャネルの合計16チャネルが確保できる。図27に、j倍符号の擬周期系列の相関特性を示す。j倍符号との相関では相関ピークが検出され(図27(a))、1倍符号との相関では相関値が現れてないことがわかる(図27(b))。即ち、j倍符号と1倍符号は干渉無く識別が可能である。

【0115】(伝送レート的高速化) 上述の伝送レートの検討では、音声のみの伝送を仮定した。しかし、将来的に画像等の大きなデータも送信することを考えた場合、伝送レートは速ければ速いほど良い。高速化の手段としては、QPSK(Quadrature Phase

Shift Keying; 直交PSK)の適用が考えられる。BPSKでは、1シンボル=1bitであったのに対し、QPSKでは1シンボル=2bitの通信を行うので、2内のデータレート、即ち90kbpsと得られる。この値は、ISDNのBチャネルの64kbpsと比較しても、良好な値となっている。

【0113】もう一つの方法として、近似同期CDMA用符号に工夫を加えてチャネル数を倍にすることができる。先に、複素数の相関の計算式は次式で示されることを述べた。繰り返しになるが、もう一度その式を挙げ

る。

※クトル特性は、通常の近似同期CDMA用符号、すなわち1倍符号のそれと同一になる。ここで1倍符号およびj倍符号はそれぞれ次のように表される。

#### 【数13】

【0116】以上、ここでは近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステムについて設計を行った。擬周期化した近似同期CDMA用符号を用い、データ変調に対しても符号の特性が維持されることを示した。また、実際に擬周期符号発生器を試作し、その相関特性を観察して理論と一致する結果を得た。更に、システムの性能について見積を行い、セル半径約160m、データレート45kbpsと実用上十分であることを示した。特に、セル内の上り回線においては各移動局77間の同期制御を必要としない。そして、システムの更なる高性能化の指針として、容易にチャネル数およびデータレートを倍にすることが可能であることを示した。

【0117】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、

送信部と受信部とから構成され、送信部側でスペクトラム拡散処理を行なって送信するようにしたスペクトラム拡散無線通信システムにおいて、スペクトラム拡散処理用の符号として、所定の近似同期CDMA用符号を用いたため、チャンネル間で相互相関干渉がなく、しかも回路構成を簡単にしたスペクトラム拡散無線通信システムを実現することができる。

【0118】また、本発明では、21世紀のパーソナルC&Cにおいて主流となると考えられる携帯情報無線端末「Tele Pad」の実現を目指し、そのための高信頼無線通信技術であるスペクトラム拡散通信方式について、その中のCDMAのシステムの設計・試作が容易に行なえるという効果が得られる。

【0119】さらに、CDMA用符号として、チャンネル間干渉のない近似同期CDMA用符号を用いるから、従来多相系列であったこのCDMA用符号を、少ない位相状態で表現することができる。これにより2相または4相の符号の生成が可能となり、実用化が容易となる。また、各チャンネル用符号は位相状態数の低減された符号に対して各チャンネル毎に微小変位したキャリア周波数を割り当てることにより、符号のスペクトル特性をシフトさせることができ、チャンネル間の干渉を無くすることが可能になるという効果が得られる。

【0120】さらに、上記近似同期CDMA用符号を用いるための符号発生器およびSAWコンボルバを用いた相関回路を実現することにより、4相の近似同期CDMA用符号は、位相空間で45度回転させてディジタル回路で直接制御可能とした。

【0121】また、近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステムの実現により、データ変調による符号の特性劣化の対策として符号の擬周期化を行い、チャンネル間干渉のない通信を可能にすることができる。そして、実際に擬周期系列発生器を作成し、理論と一致する特性を得た。また、システムの性能について見積を行い、実用上十分なセル半径約160m、データレート45kbpsが実現できる。特に、上り回線においては各移動局77間の同期制御を不要とすることができる。さらに、多重チャンネル数およびデータレートの増倍を容易にすることができる。

【0122】以上の事柄から、近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステムは、構内CDMAセル化技術の現実解として十分な性能を有しており通信技術の発展に有効である。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明における周期2の直交系列によるスペクトラム拡散無線通信システムで用いられる近似同期CDMA用符号の直交性から、如何なる多値系列もキャリア周波数をシフトすることで使用することができることを示す、周波数シフトによる多相周期系列の図である。

【図2】本発明において、図1とは別の周期3の直交系

列によるスペクトラム拡散無線通信システムで用いられる近似同期CDMA用符号の直交性から、周波数シフトによる多相周期系列の表現法を説明する図である。

【図3】本発明のスペクトラム拡散無線通信システムの有効性の検証のために実現されたZnO/Si型SAWコンボルバを用いた相関システムの構造を概略的に説明する斜視図である。

【図4】本発明の第1の実施の形態に係る、ZnO/Si型SAWコンボルバを使用して構成した相関システムの回路構成を表すブロック図である。

【図5】(a) 図4に示された回路構成を有する相関システムで相関処理を行なって得られたZnO/Si型SAWコンボルバの拡散符号並びに周波数に対する特性として、SAWコンボルバに同一の符号が入力された場合の特性結果を示す図である。

(b) 図4に示された回路構成を有する相関システムで相関処理を行なって得られたZnO/Si型SAWコンボルバの拡散符号並びに周波数に対する特性として、SAWコンボルバにプリファードペアなm系列が入力された場合の特性結果を示す図である。

【図6】本発明のスペクトラム拡散で用いられる近似同期CDMA用符号を位相空間で45度回転させ、各象限に1つの状態が来るようにする操作を説明する図である。

【図7】前記第1の実施の形態におけるSAWコンボルバを用いた相関システムの送信部の構成を表すブロック図である。

【図8】前記第1の実施の形態におけるSAWコンボルバを用いた相関システムの受信部の構成を表すブロック図である。

【図9】前記相関システムの相関処理において、送信部から発生した送信信号の電力スペクトルを示す図である。

【図10】(a) 前記相関システムの処理動作実験に際して近似同期CDMA用符号の自己相関特性の理論特性を示す図である。

(b) 前記相関システムの処理動作実験に際して近似同期CDMA用符号の自己相関特性の実測値を示す図である。

【図11】(a) 微小周波数変位型マルチチャンネルにより多重化した信号の、近似同期CDMA用符号を拡散符号の相互相関特性の理論特性を示す図である。

(b) 微小周波数変位型マルチチャンネルにより多重化した信号の、近似同期CDMA用符号の相互相関特性の実測値を示す図である。

【図12】第2の実施の形態において、データ変調方式としてBPSKを用い、データが“1010...”とした場合の近似同期CDMA用符号の相関特性のシミュレーション結果を示す図である。

【図13】前記第2の実施の形態において用いられる擬



周期系列の作成方法を説明する図である。

【図14】前記第2の実施の形態において、 $N=128$ の近似同期CDMA用符号を $L=15$ として擬周期化し、BPSK変調を行なった信号と擬周期化を施さない参照用近似同期CDMA用符号との相関のシミュレーション結果のうち、希望信号の擬周期系列との相関特性を示す図である。

【図15】前記第2の実施の形態において、 $N=128$ の近似同期CDMA用符号を $L=15$ として擬周期化し、BPSK変調を行なった信号と擬周期化を施さない参照用近似同期CDMA用符号との相関のシミュレーション結果のうち、非希望信号の擬周期系列との相関特性を示す図である。

【図16】前記第2の実施の形態におけるSAWコンボルバを用いた相関システムの送信部の構成を表すブロック図である。

【図17】前記第2の実施の形態におけるSAWコンボルバを用いた相関システムの受信部の構成を表すブロック図である。

【図18】(a)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを乗算しない符号のみの場合の希望信号に対する相関結果の理論特性を表す図である。

(b)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを乗算しない符号のみの場合の希望信号に対する相関結果の実測値を表す図である。

【図19】(a)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを乗算しない符号のみの場合の他局信号に対する相関結果の理論特性を表す図である。

(b)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを乗算しない符号のみの場合の他局信号に対する相関結果の実測値を表す図である。

【図20】(a)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを"0"、"1"交互として変調を施した場合の希望信号に対する相関結果の理論特性を表す図である。

(b)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを"0"、"1"交互として変調を施した場合の希望信号に対する相関結果の実測値を表す図である。

【図21】(a)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを"0"、"1"

交互として変調を施した場合の他局信号に対する相関結果の理論特性を表す図である。

(b)図16および図17に示された通信システムを使って得られた擬周期化した近似同期CDMA用符号の相関特性の結果のうちデータを"0"、"1"交互として変調を施した場合の他局信号に対する相関結果の実測値を表す図である。

【図22】本発明による近似同期CDMA用符号を用いたCDMAシステム(通信形態)の一例であるセルラー方式のCDMAシステムを概略的に示す図である。

【図23】図22に示すセルラー方式のCDMAシステムの基地局と移動局との間における通信手順の一例を説明するタイムチャートである。

【図24】図22に示すセルラー方式のCDMAシステムの基地局と移動局との間における上り回線の信号についてのシミュレーションで想定した通信形態を示すブロック図である。

【図25】図22に示すセルラー方式のCDMAシステムの基地局と移動局との間における上り回線の信号についてのシミュレーションにおいて得られた相関結果を示す図である。

【図26】TDD(Time Division Duplex)による全二重通信を行なうスペクトラム拡散無線通信システムの概略構成を示すブロック図である。

【図27】(a)j倍符号の擬周期系列とj倍符号の相関特性を示す図である。

(b)j倍符号の擬周期系列と1倍符号の相関特性を示す図である。

【図28】近い将来実用段階に到達すると予想される近未来の通信ネットワーク形態を示した図である。

【図29】(a)本発明の前提となるスペクトラム拡散通信方式において、送信側の制御装置が送信データに対して一般的な変調を行なって得られた搬送信号の態様をモデル化して表す図である。

(b)前記スペクトラム拡散通信方式において、前記(a)のチャネル信号A、B、CをさらにSAWコンボルバ方式による拡散処理を行なって得られた2次変調信号の態様をモデル化して表す図である。

(c)前記スペクトラム拡散通信方式において、異なる変調を受けた信号が混在した状態で回線に送信される態様をモデル化して表す図である。

【図30】(a)多元接続通信方式のうち、FM、AM通信システムに用いられる周波数分割によるチャネル割り当てを行なうFDMA通信方式を説明する図である。

(b)多元接続通信方式のうち、DECTやPHS通信システムに用いられる拡散符号チャネルに時間スロットを割り当て、その時間内で全帯域を使用して通信するTDMA通信方式を説明する図である。

(c)多元接続通信方式のうち、ユーザ全員が同時に全帯域と時間を使用し、高速の拡散コードによってチャネ



ル分割するCDMA通信方式を説明する図である。

【図31】(a) スペクトラム拡散通信においてPNコードとして用いられるm系列の発生回路を示す図である。

(b) 符号長127チップm系列の自己相関特性を示す図である。

(c) 符号長127チップm系列の相互相関特性を示す図である。

【図32】(a) スペクトラム拡散通信においてPNコードとして用いられるGold系列の発生回路の構成を示すブロック図である。

(b) Gold系列生成の原理を説明する図である。

【図33】スペクトラム拡散通信の受信に際して逆拡散をデジタル処理により行なうデジタルスライディング相関器の構成を示すブロック図である。

【図34】図33に示されたデジタルスライディング相関器に用いられるデジタルマッチドフィルタの原理を示す図である。

【図35】SAWデバイスとデジタル相関器の特質および検波、復調動作手順を対比して表し、SAWデバイスの有用性を示す図である。

【図36】SAWコリレータとSAWコンボルバの構

造、特徴および応用分野について対比させて表した図である。

【符号の説明】

20 SAWコンボルバ (ZnO/Si型)

27、30 発振器

28、31 PNコード供給部

29、32 乗算器

33 バンドパスフィルタ

37、44 符号発生器

38、45 キャリア信号発生器

39、41、46、48 乗算器

40、47 直交成分生成部

42、51 加算器

43、52 アンテナ

49、50 SAWコンボルバ

75 基地局

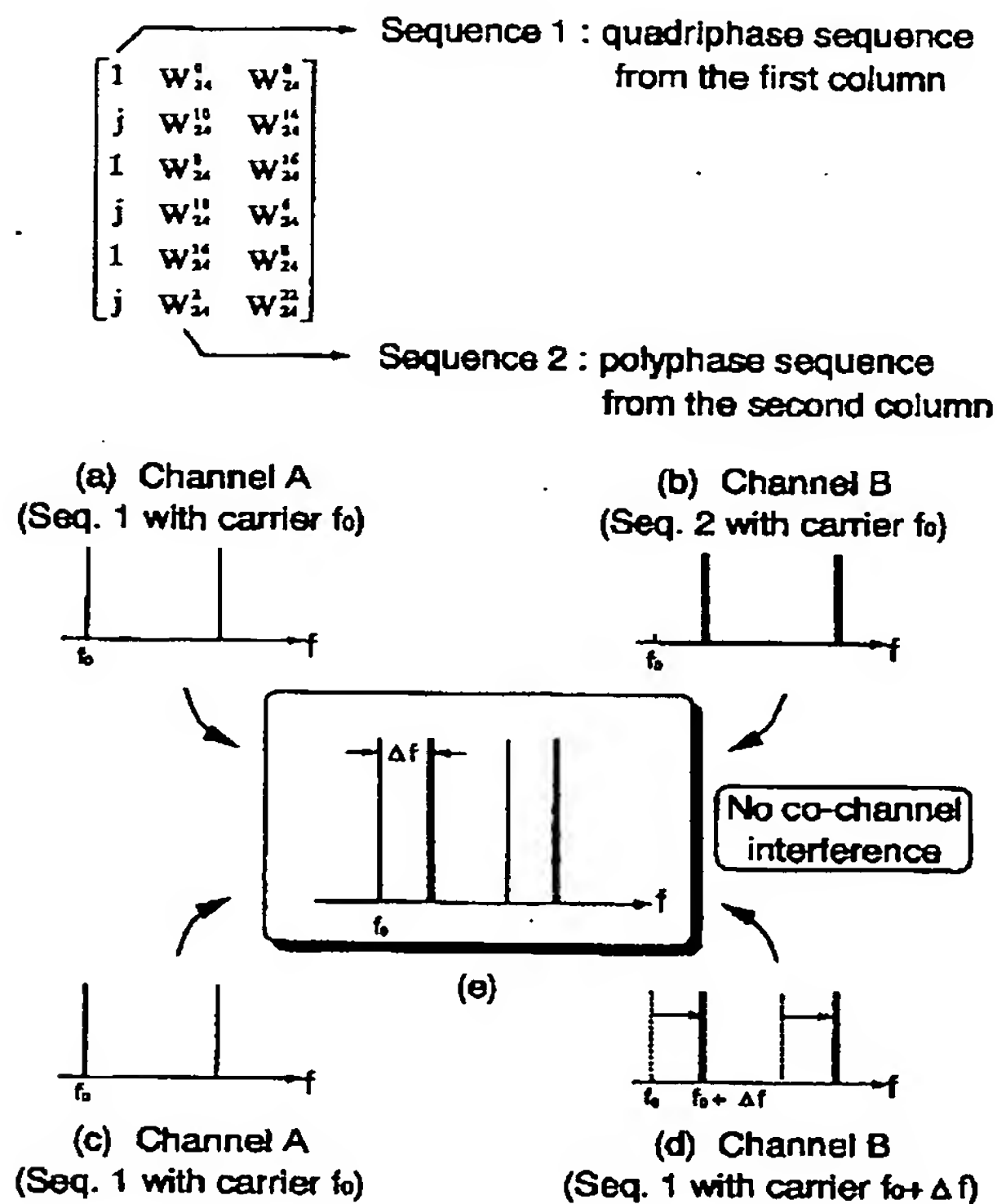
76 セル

77 移動局

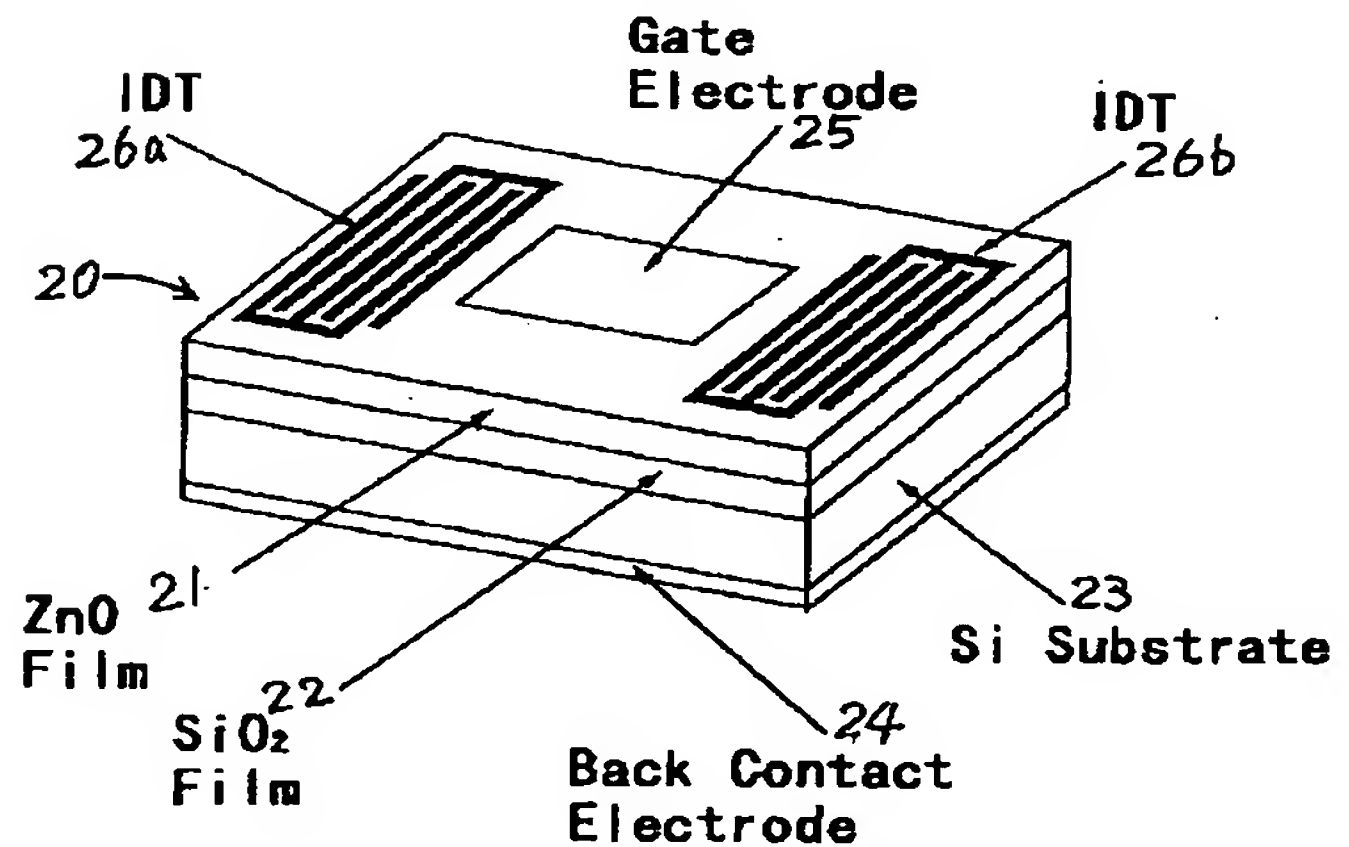
78 下り回線

79 上り回線

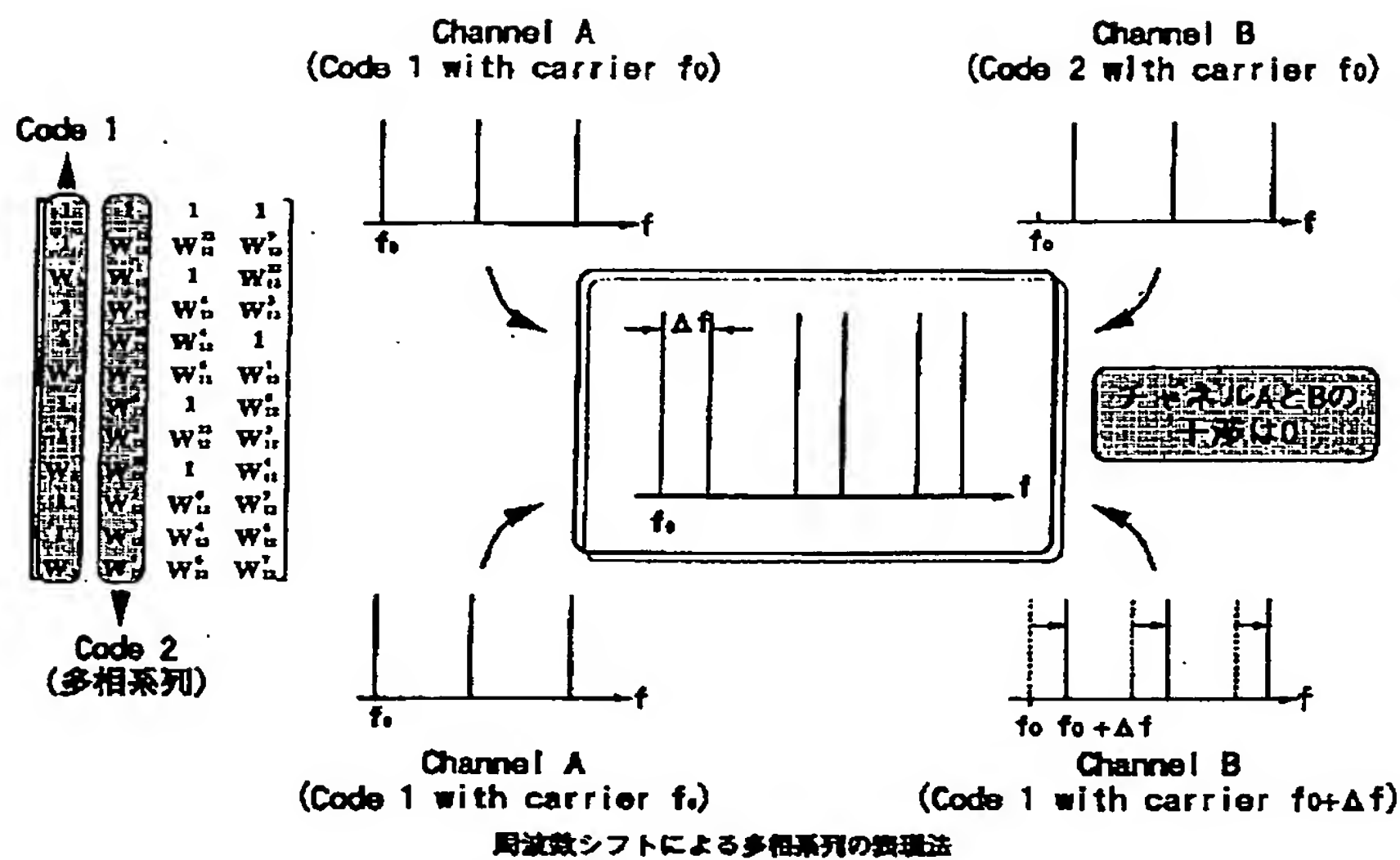
【図1】



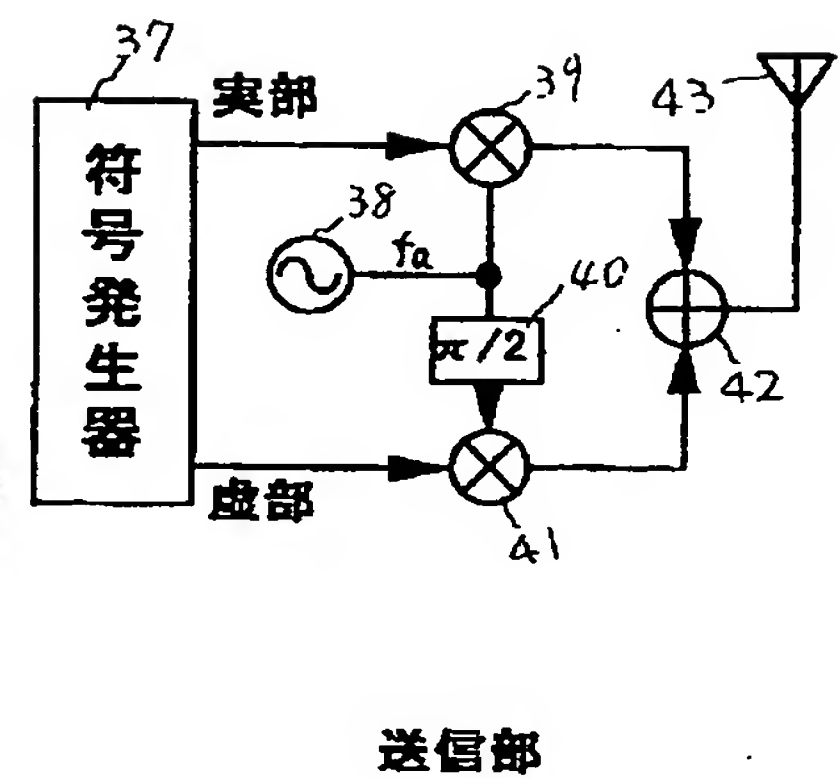
【図3】



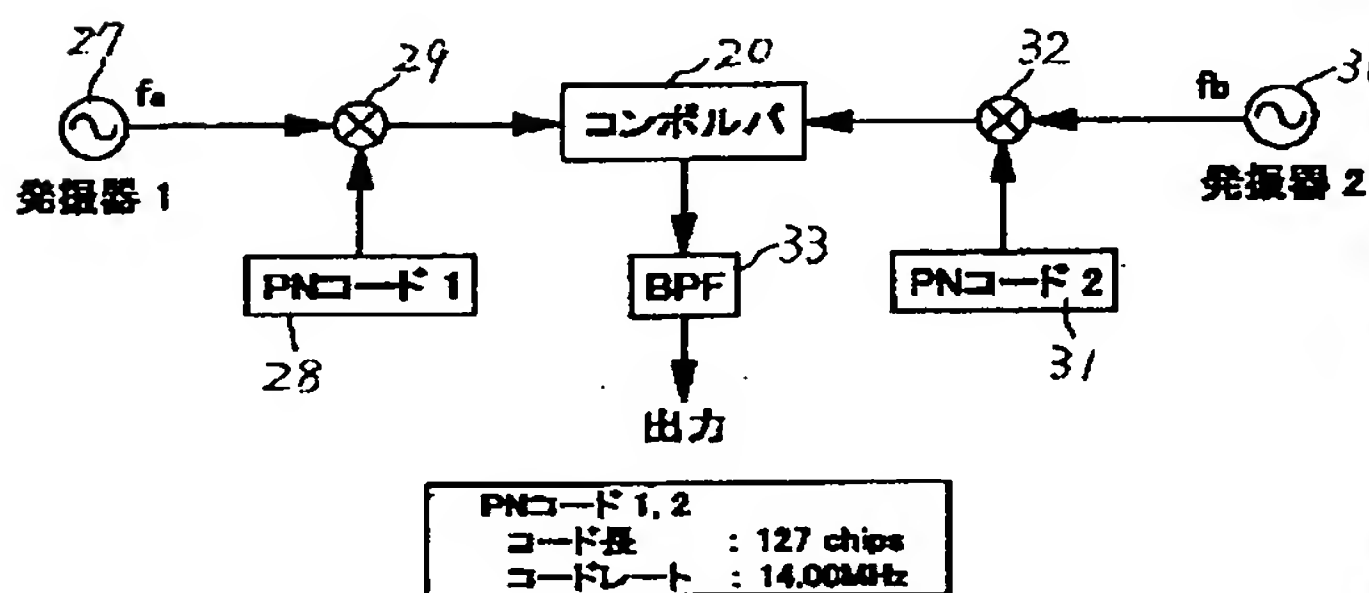
【図2】



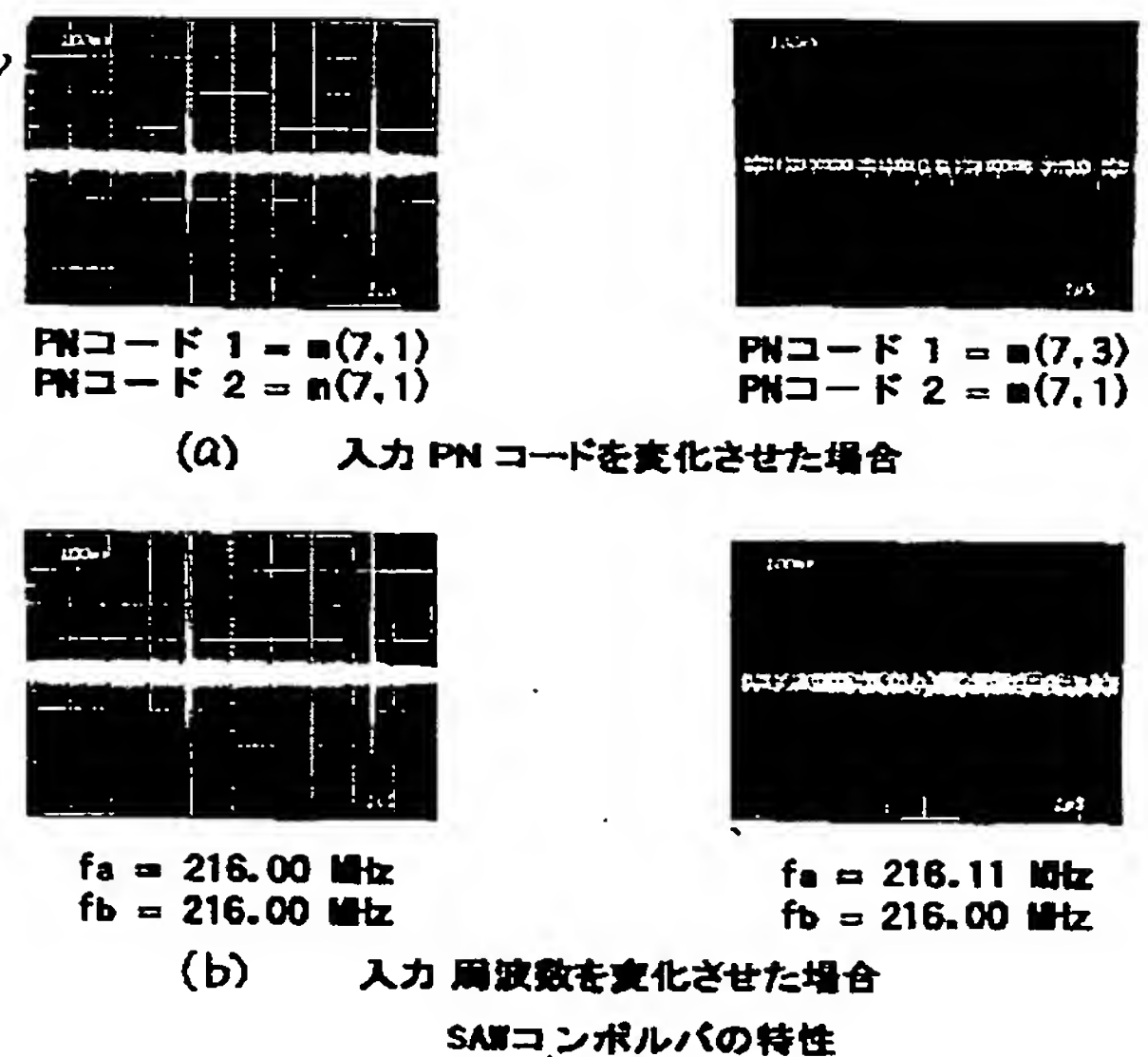
【図7】



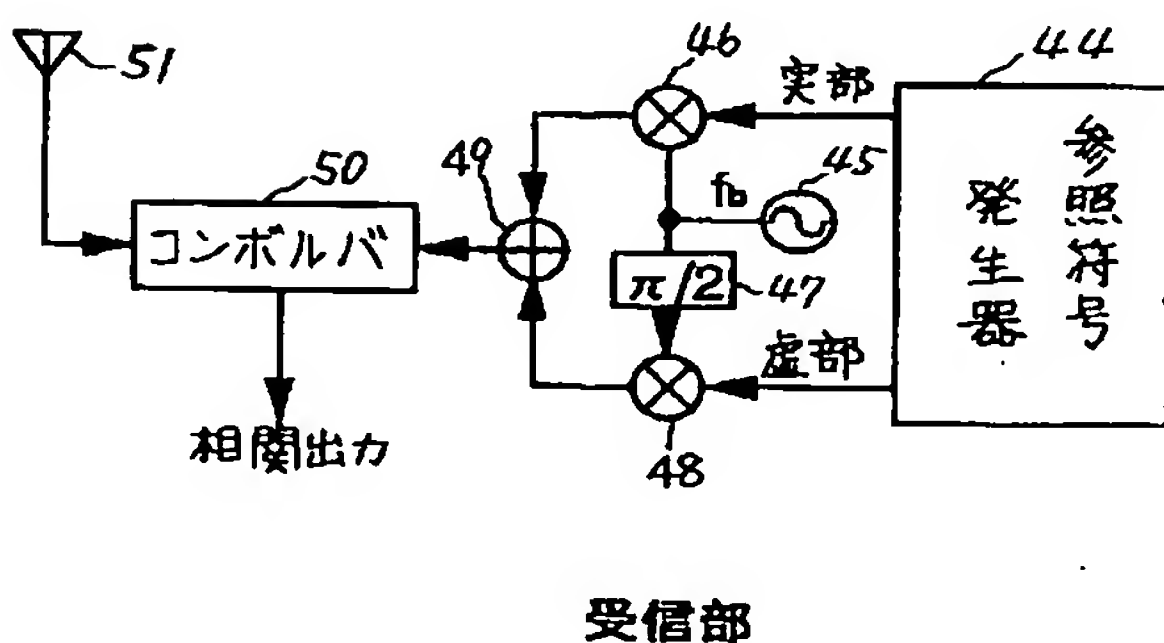
【図4】



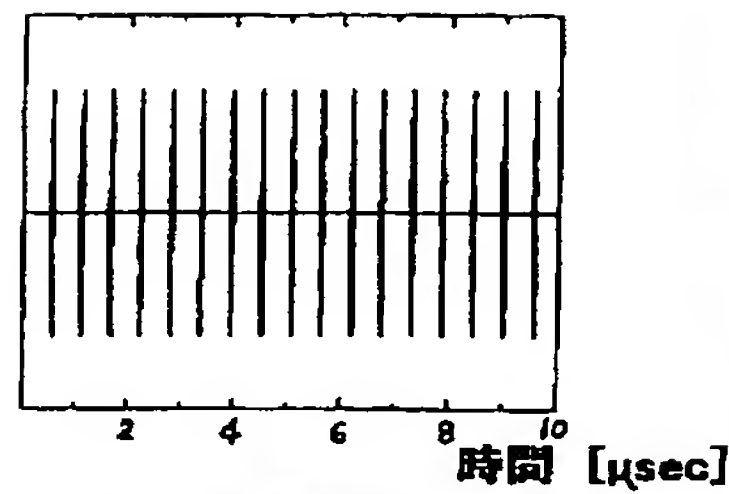
【図5】



【図8】



【图 10】



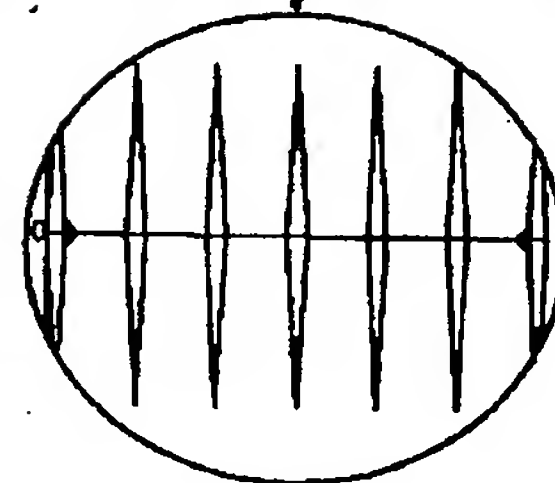
### (b) 実測

### 自己相關特性

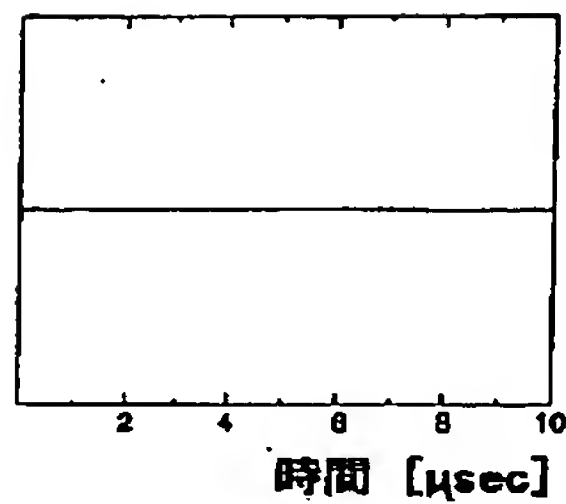
## デジタル回路による容易な制御が可能

【図 14】

**相関ピーク間の  
サイドローブは0**



【図11】



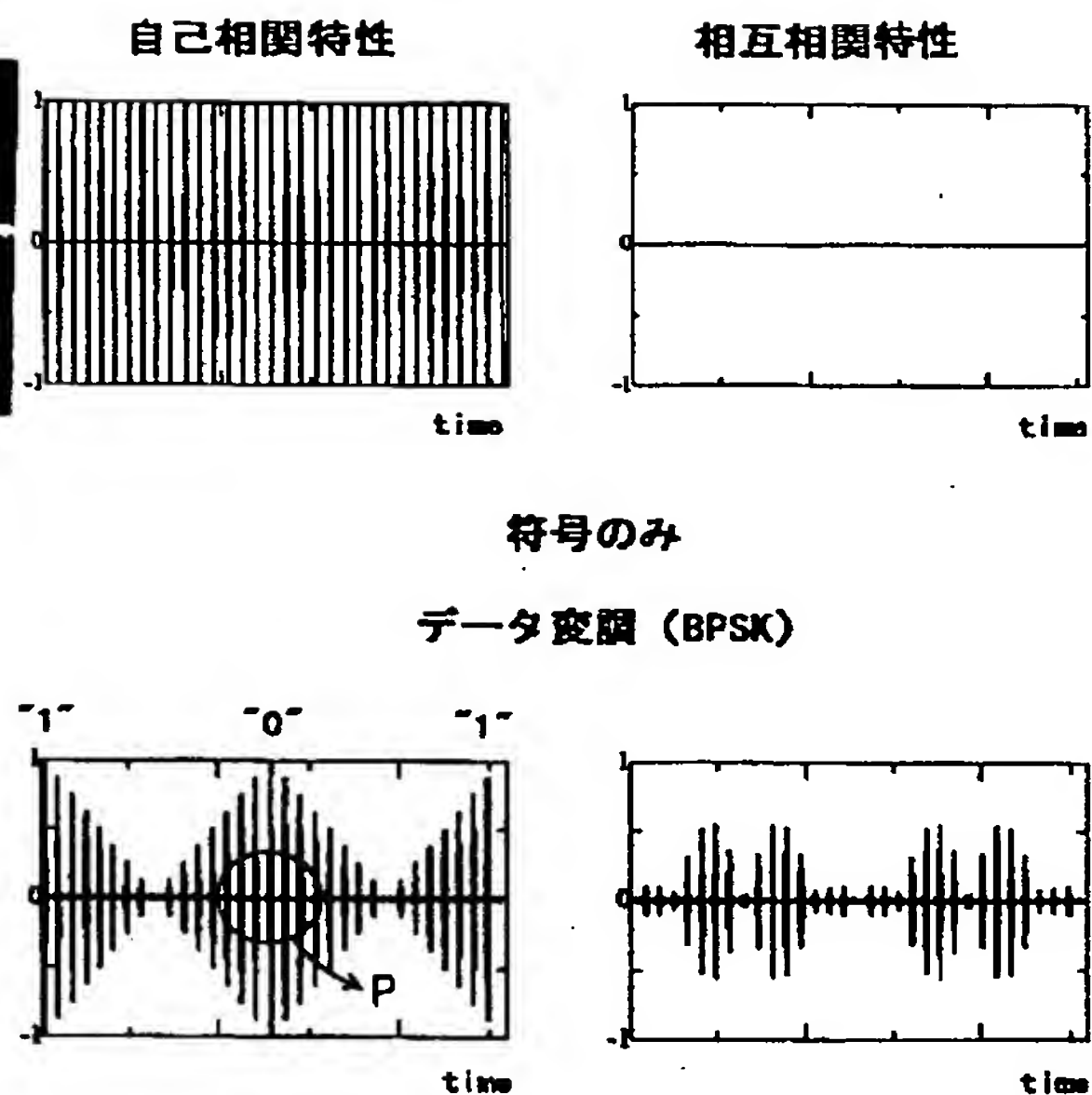
(a) 理論特性



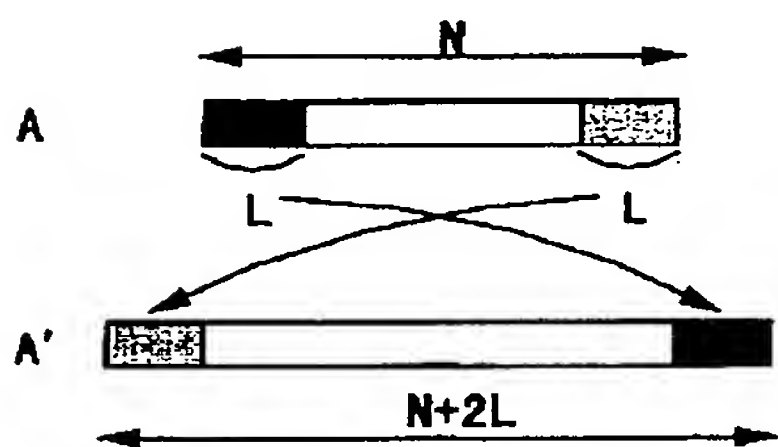
(b) 実測

相互相関特性  
( $f_a = 215\text{MHz}$ ,  $f_b = 215.11\text{MHz}$ )

【図12】



【図13】

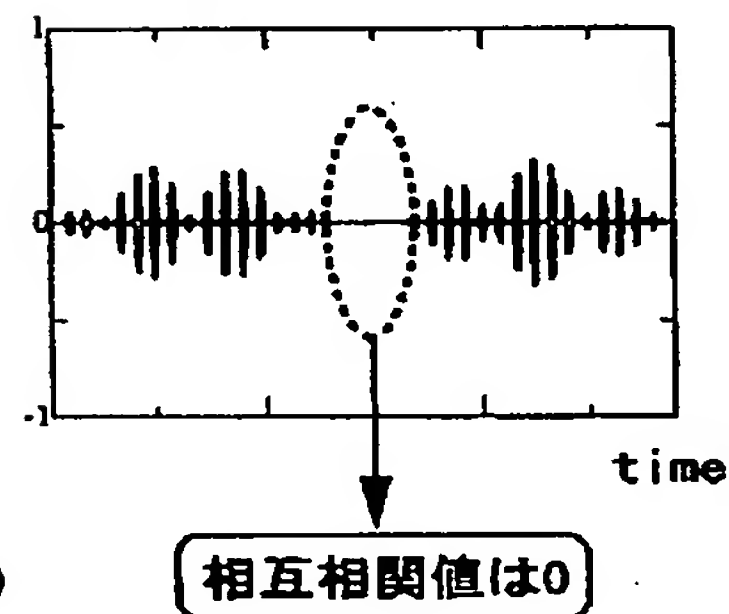


$A = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$  : 有限長Nの系列

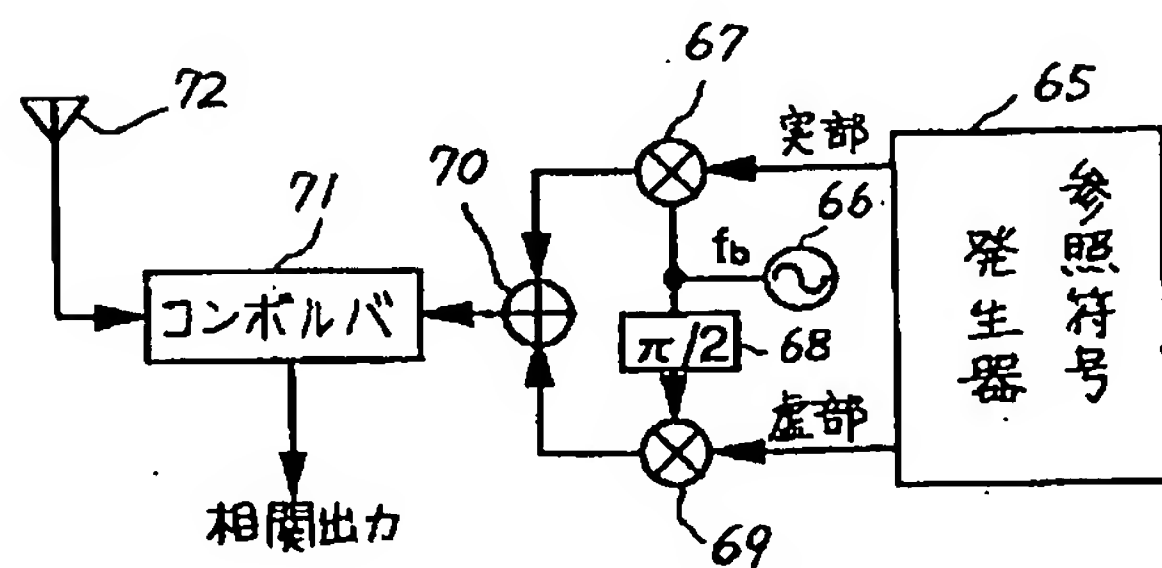
$A' = (a_{N-L}, \dots, a_{N-1}, a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, a_0, \dots, a_{L-1})$   
: 長さN+2Lの系列

【図15】

非希望局信号の  
擬周期系列との相関特性

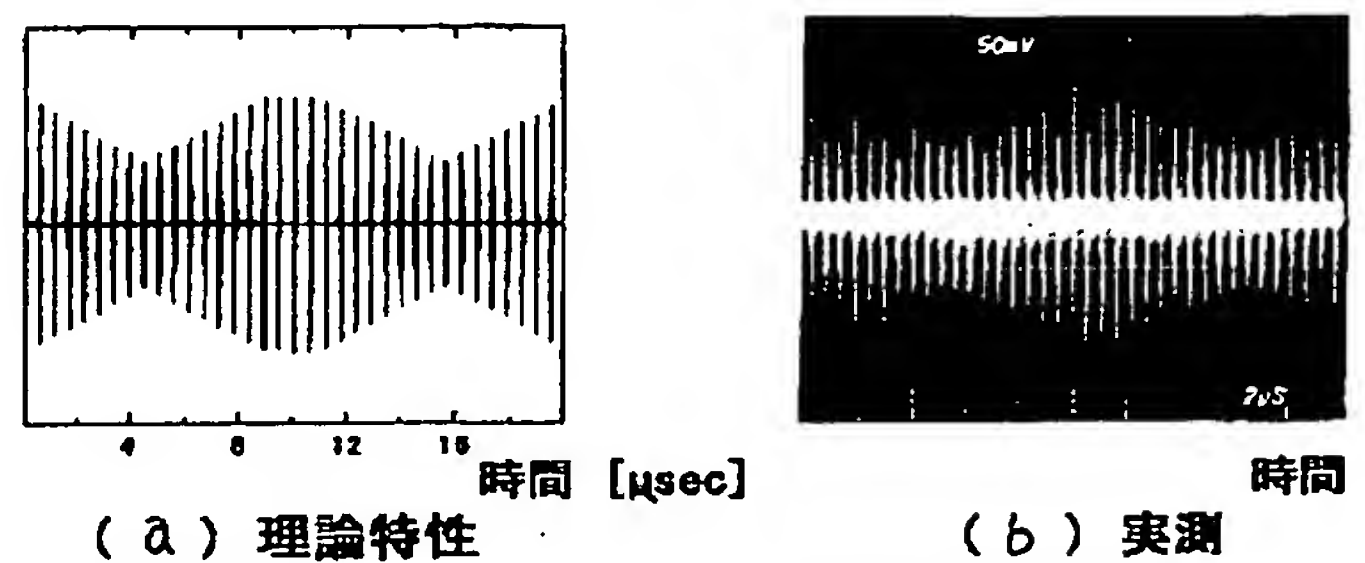


【図17】



受信部

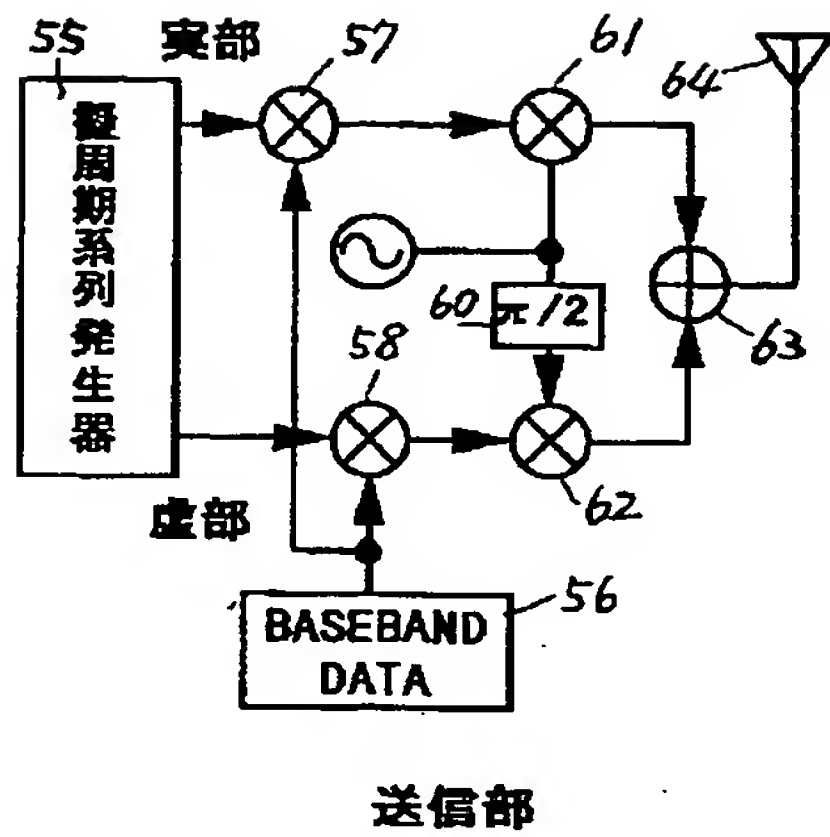
【図18】



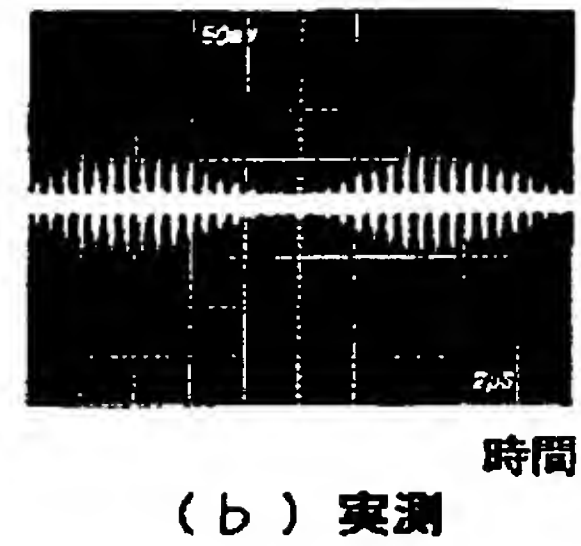
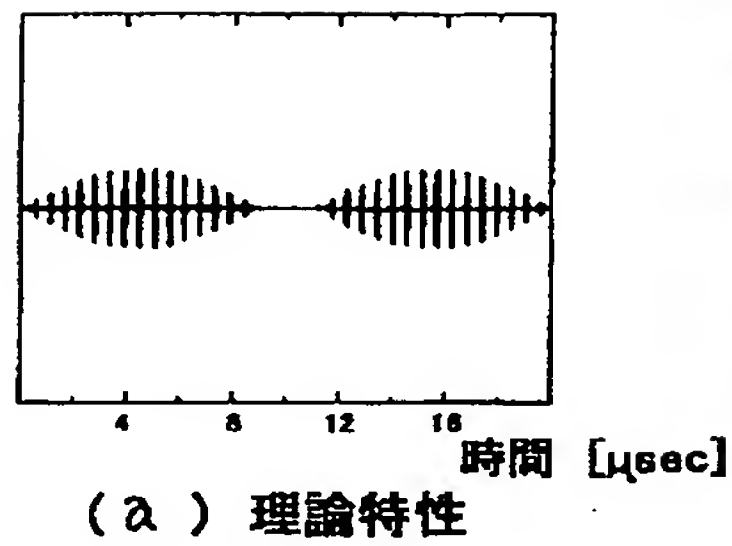
希望信号に対する相関特性  
( $f_a = f_b = 215\text{MHz}$ )



【図16】

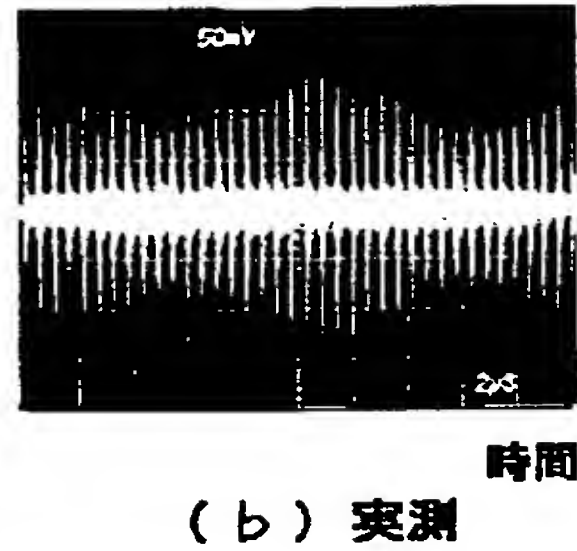
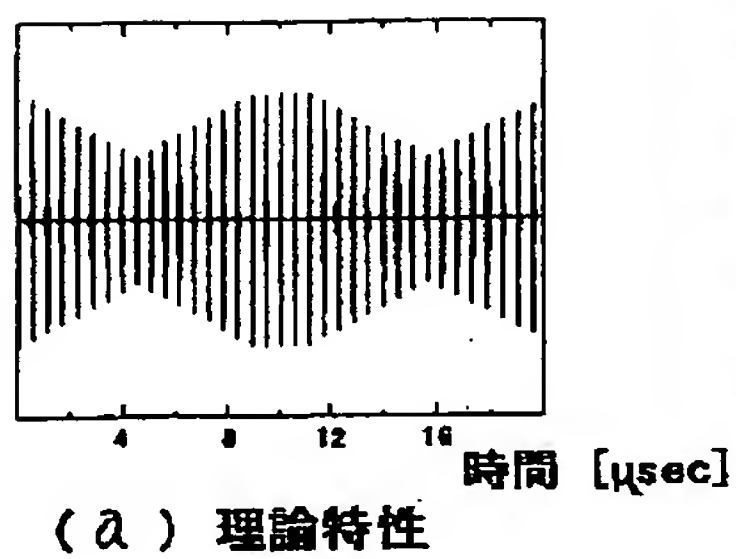


【図19】



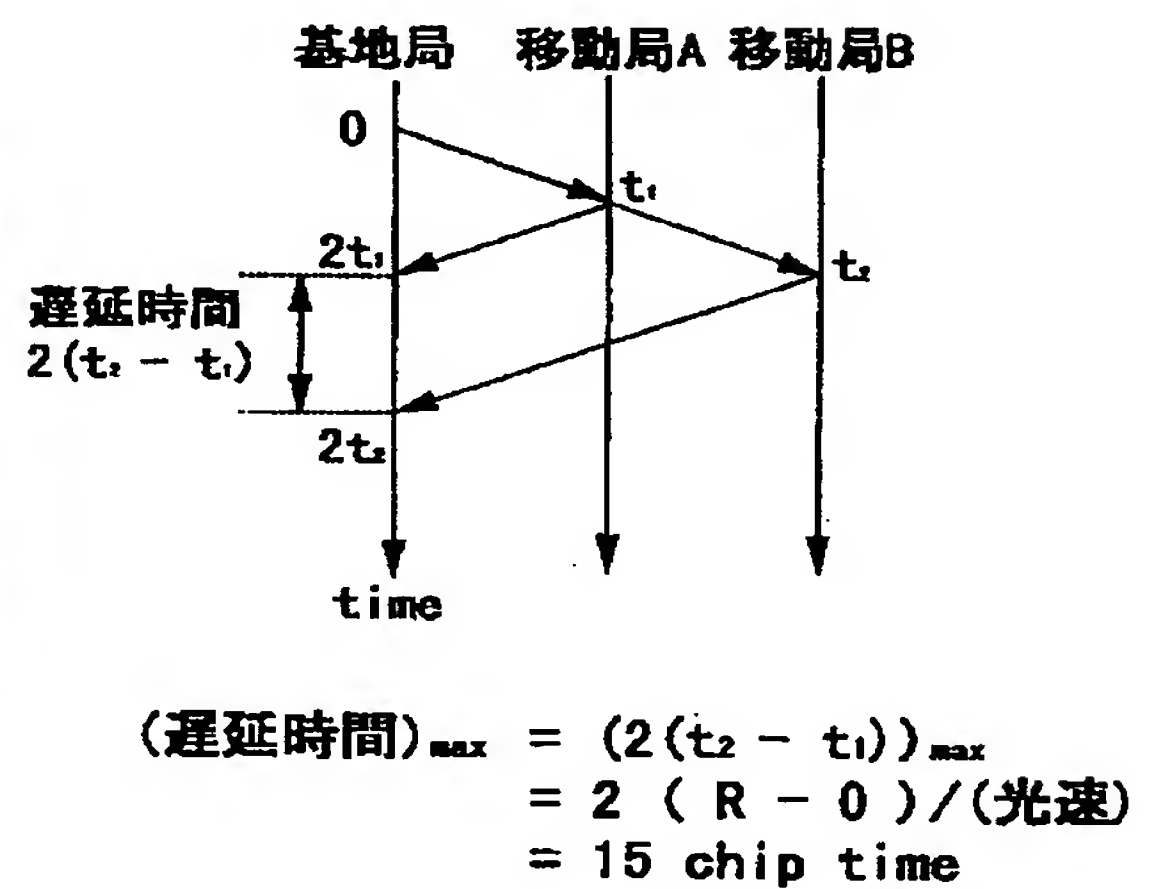
他局信号に対する相関特性  
( $f_a = 215\text{MHz}$ ,  $f_b = 215.11\text{MHz}$ )

【図20】



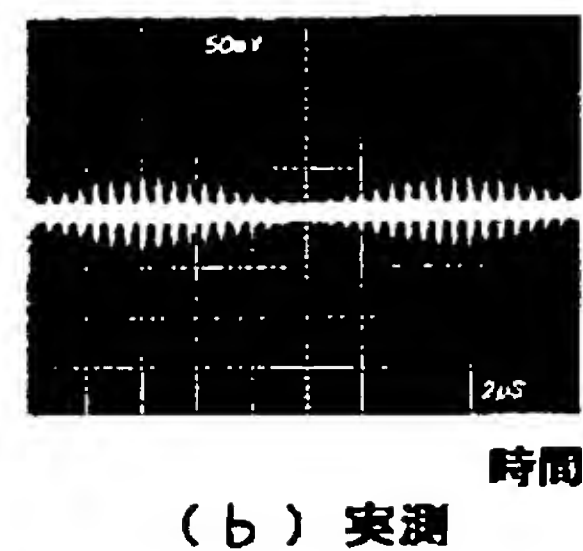
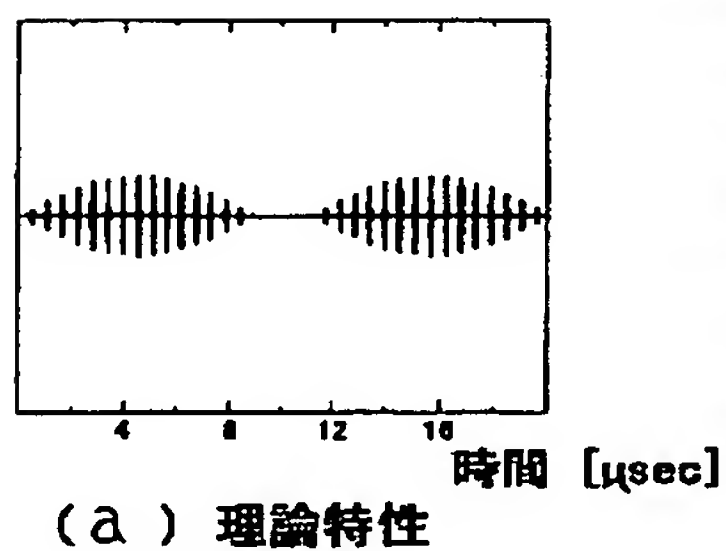
希望信号に対する相関特性  
( $f_a = f_b = 215\text{MHz}$ )

【図23】



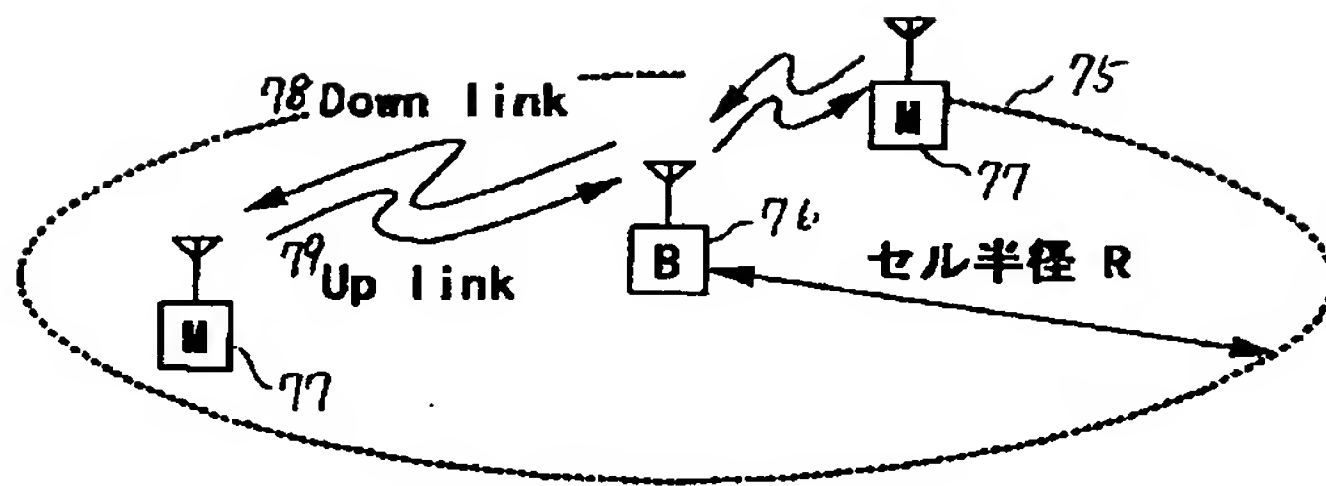
$$\therefore R = 160.71 [\text{m}]$$

【図21】



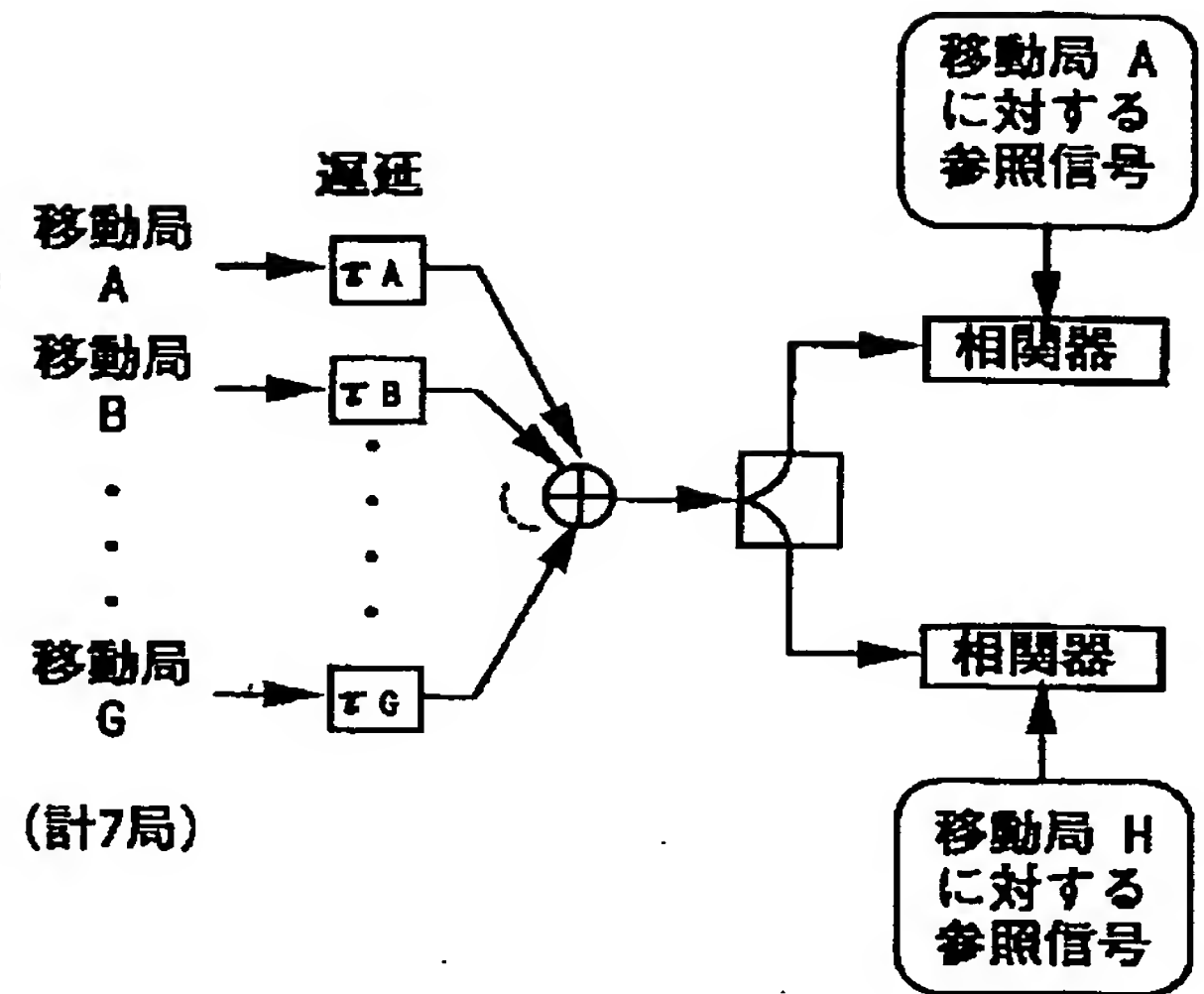
他局信号に対する相関特性  
( $f_a = 215\text{MHz}$ ,  $f_b = 215.11\text{MHz}$ )

【図22】

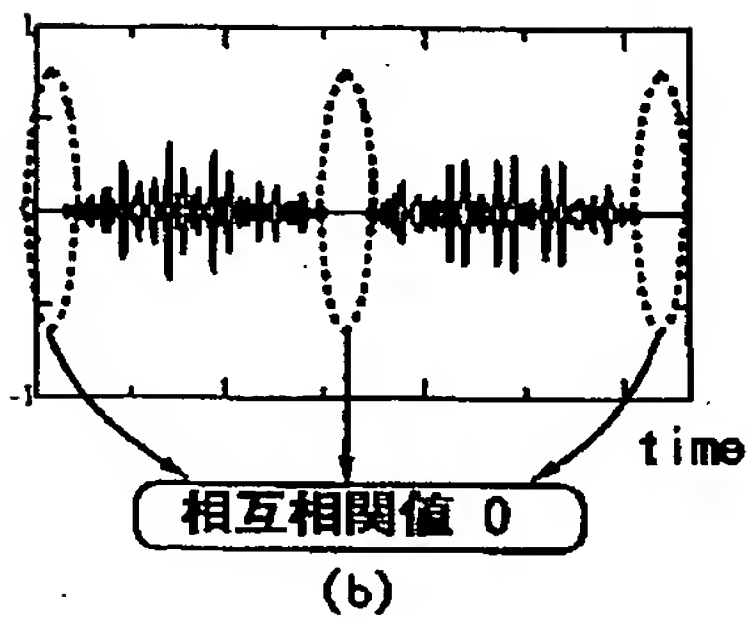
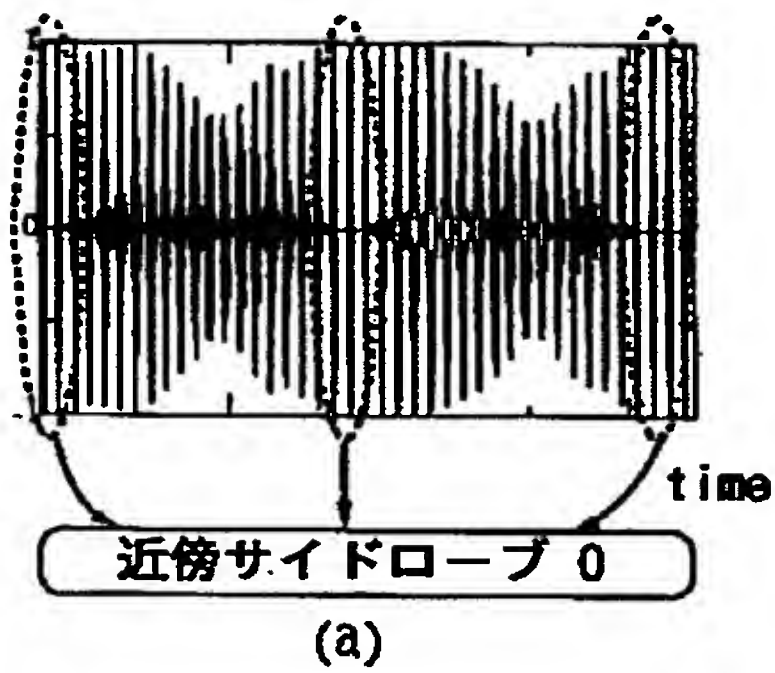


B: 基地局 (Base station)  
M: 移動局 (Mobile station)

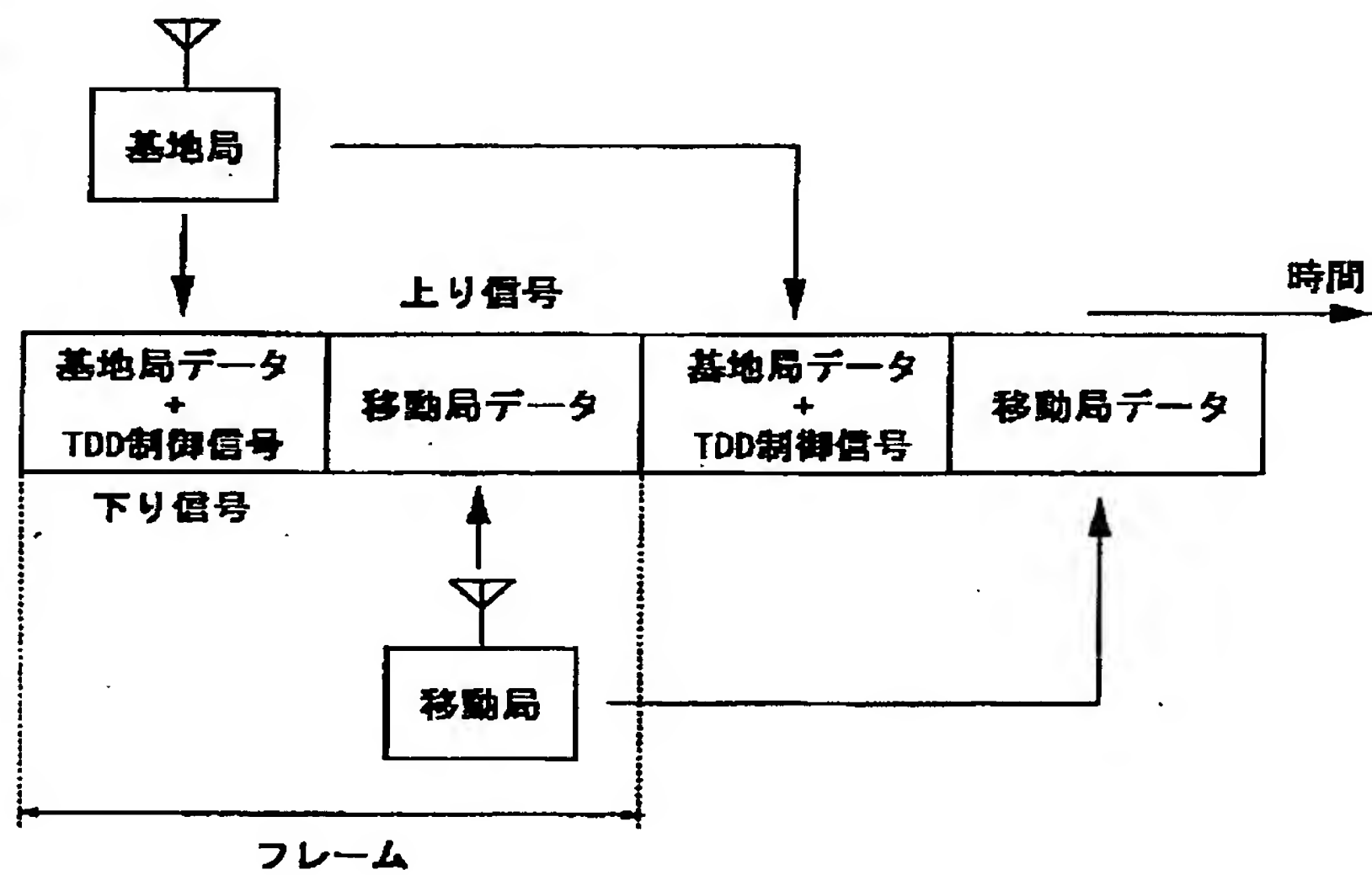
【図24】



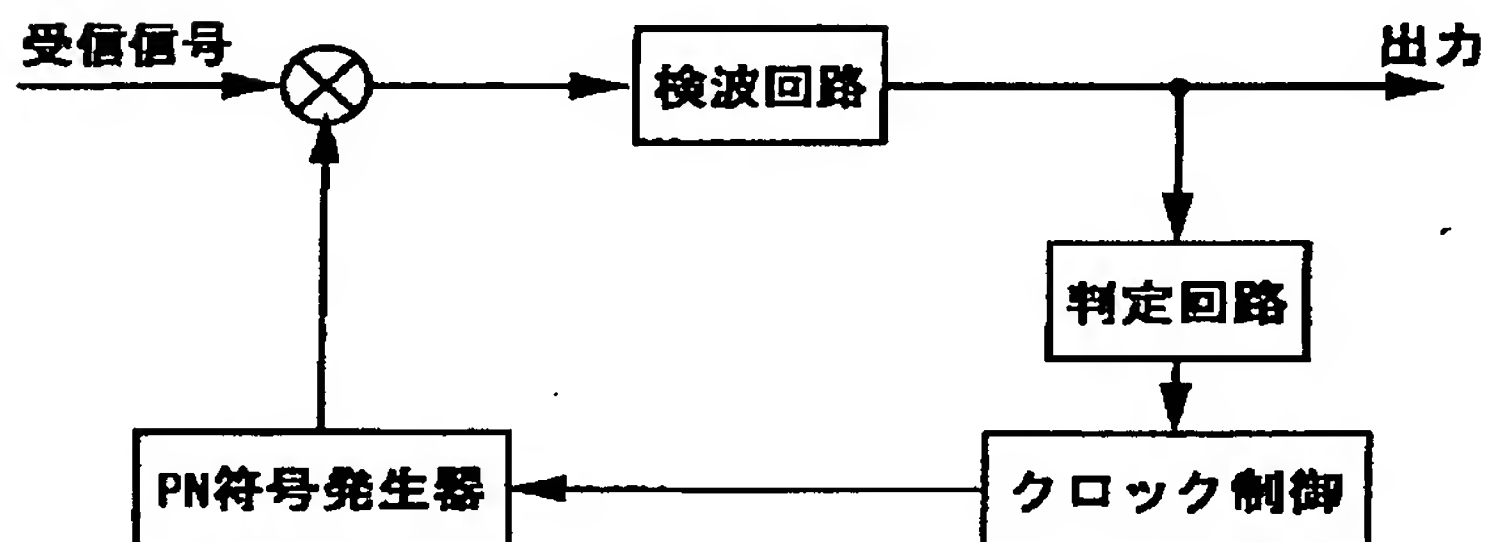
【図25】



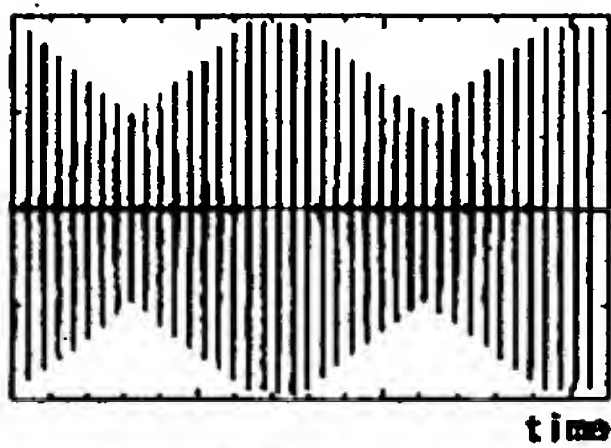
【図26】



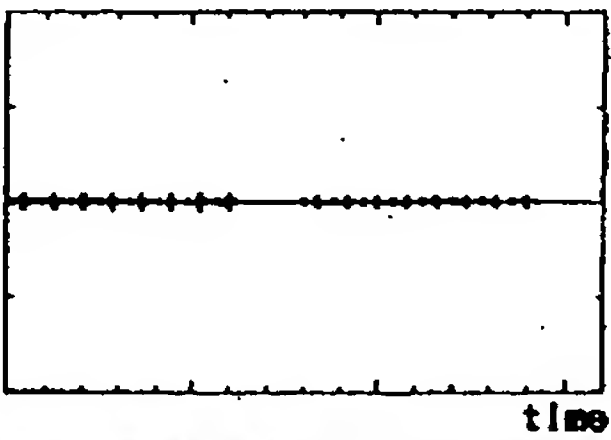
【図33】



【図27】

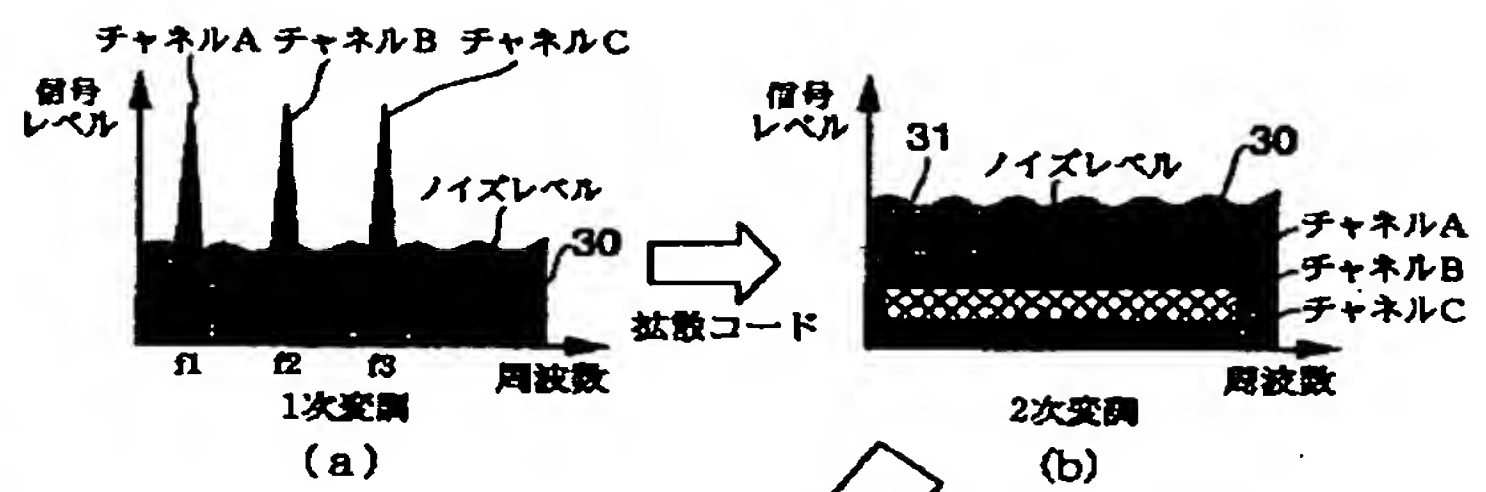


(a) j倍符号の擬周期系列とj倍符号の相関特性



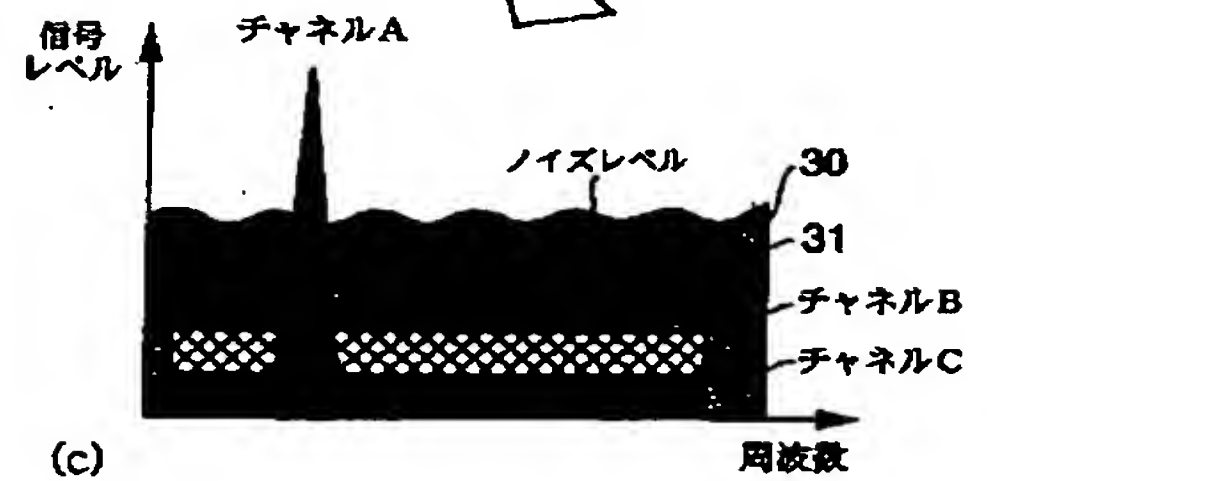
(b) j倍符号の擬周期系列と1倍符号の相関特性

【図29】



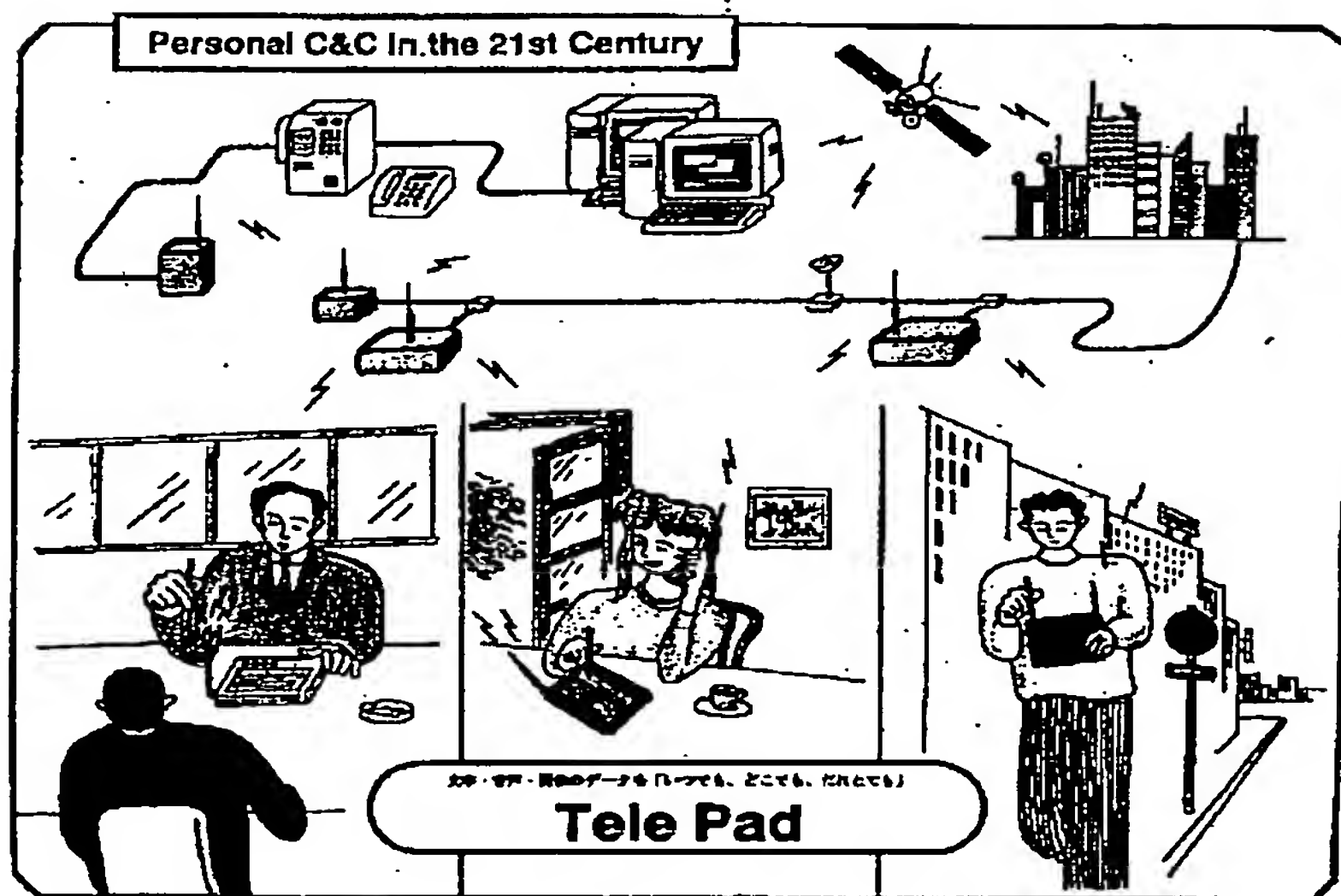
(a)

(b)

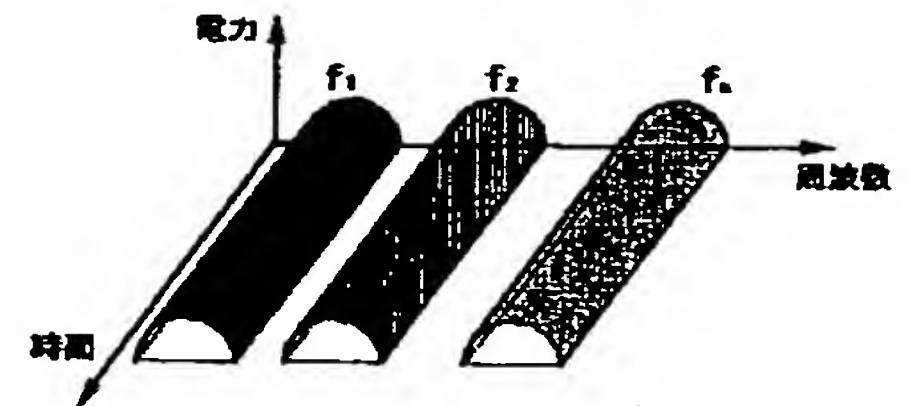


(c)

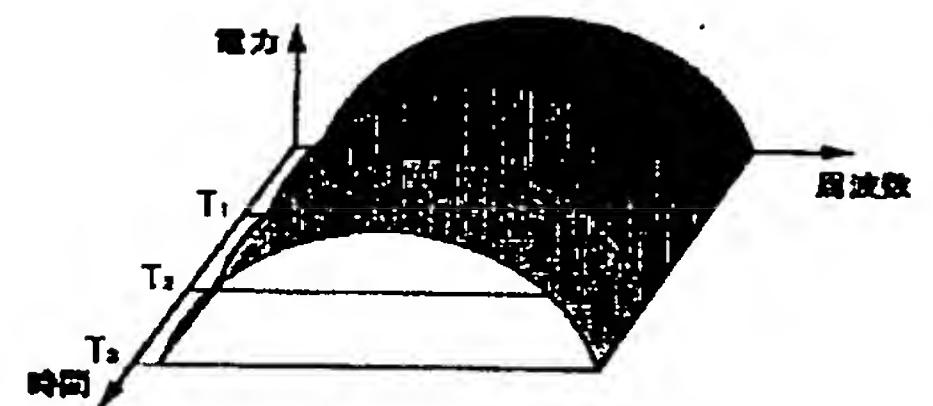
【図28】



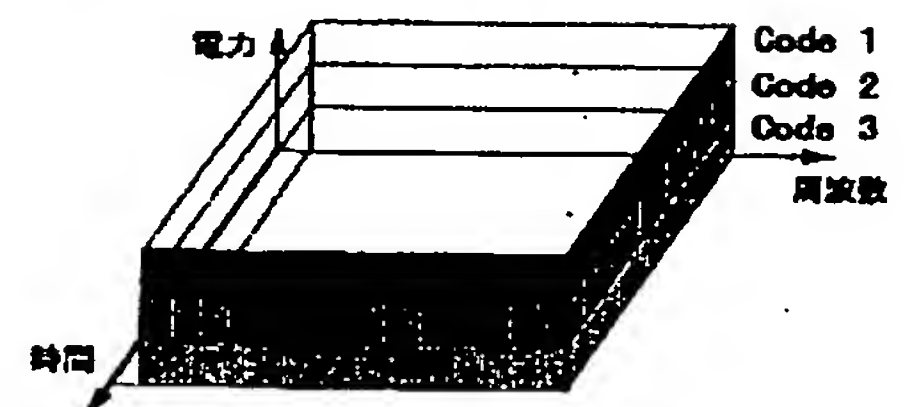
【図30】



(a) FDMA

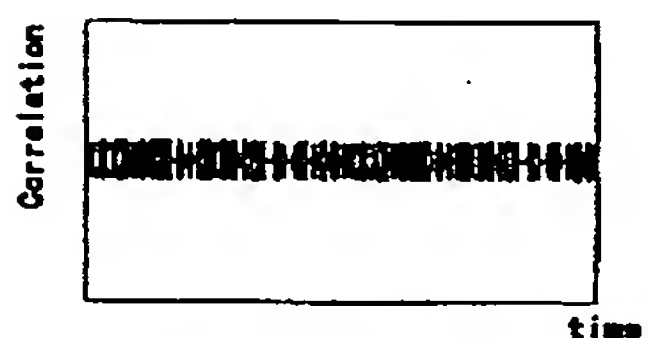
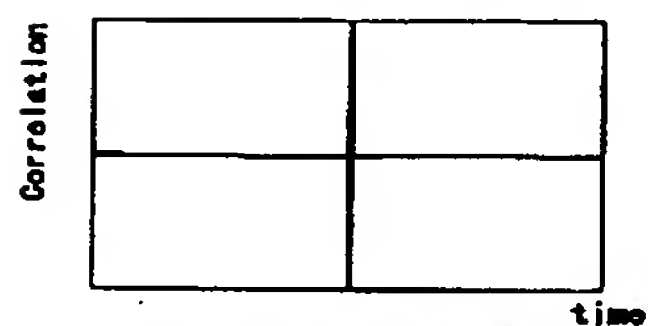
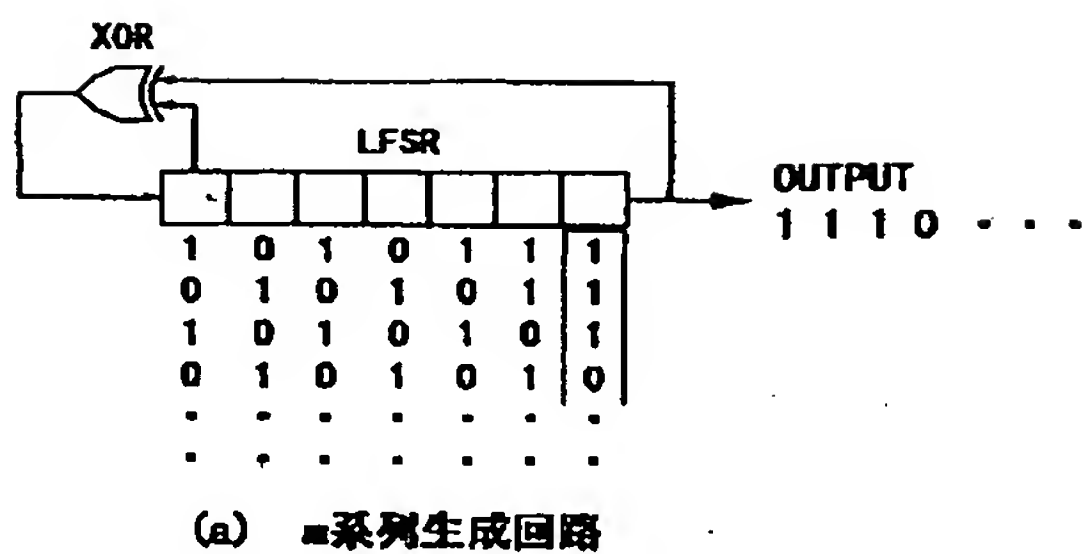


(b) TDMA

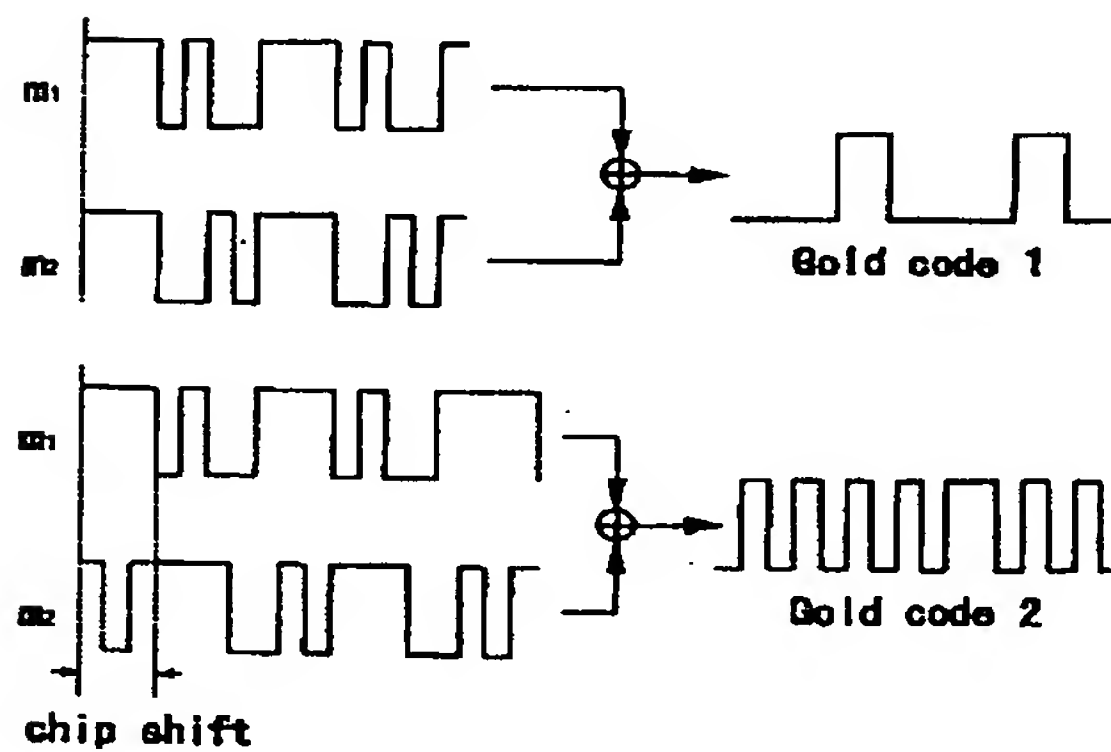
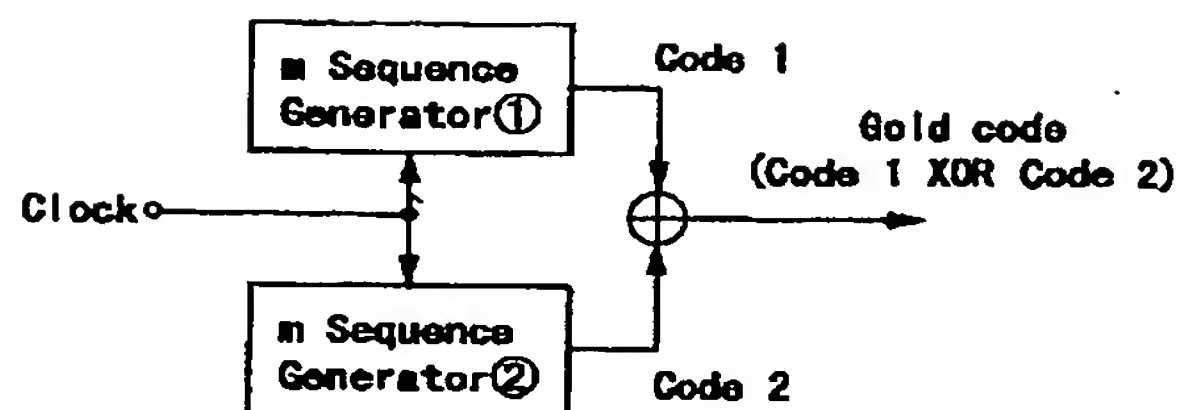


(c) CDMA

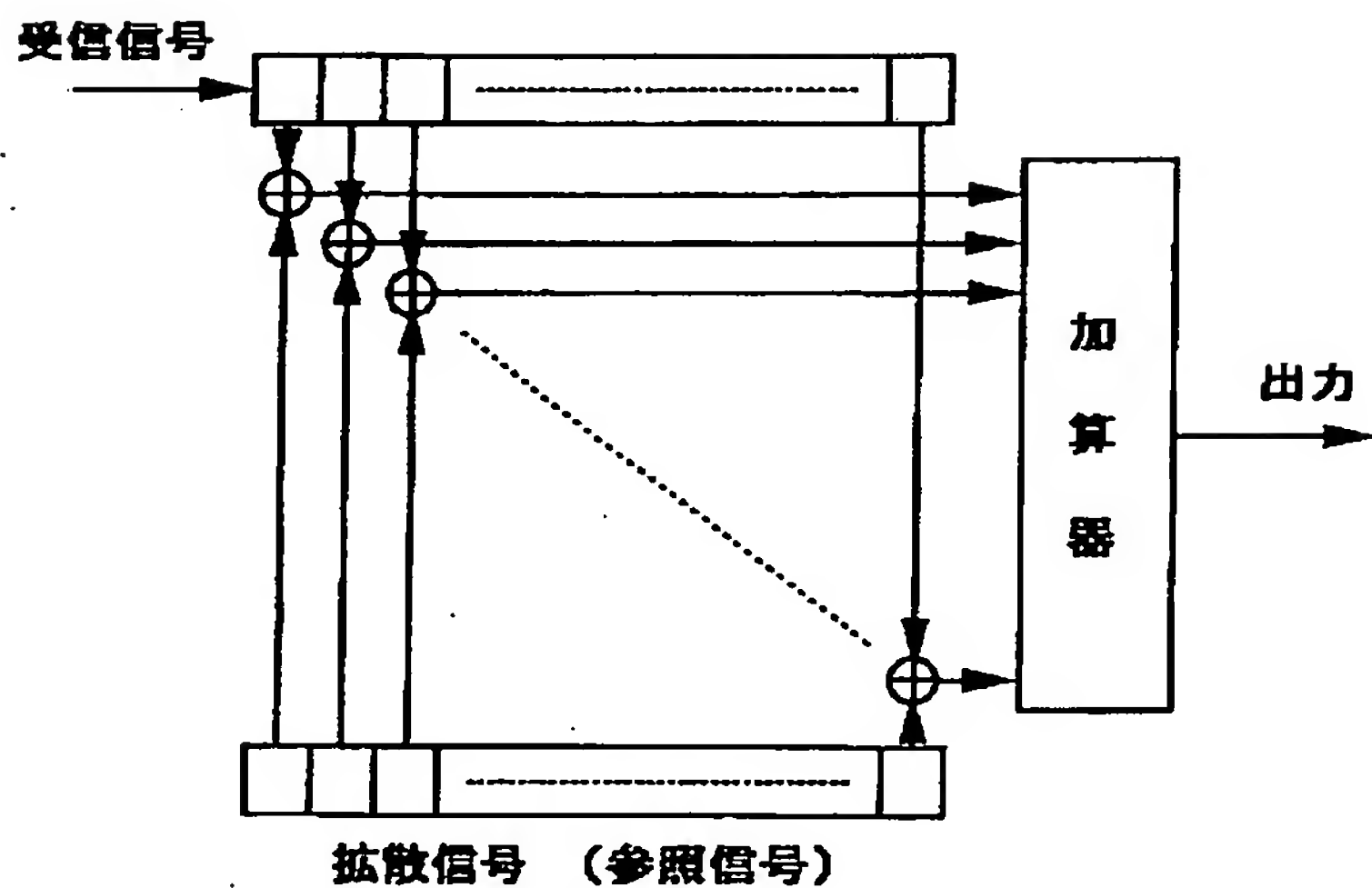
【図31】



【図32】

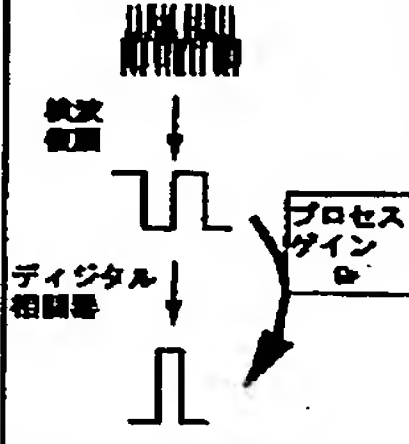
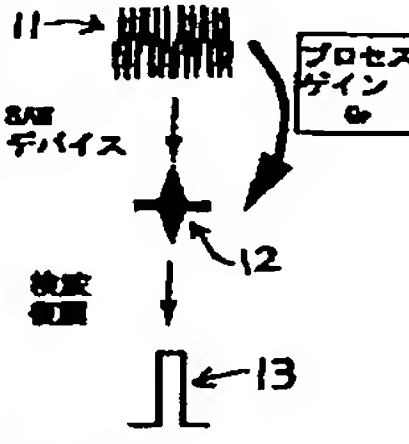
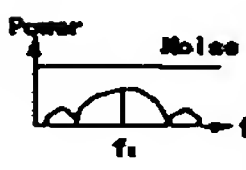


【図34】

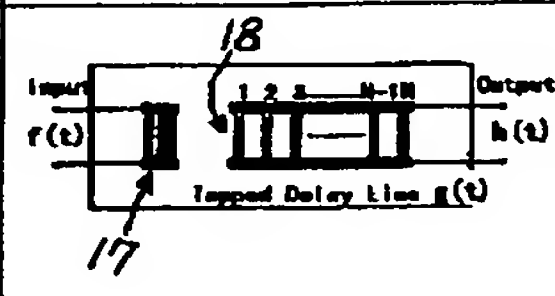
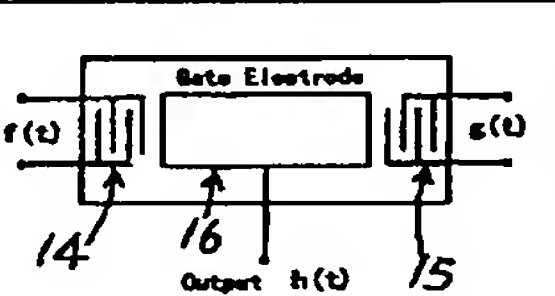




【図 35】

	デジタル相関器	SABデバイス
復調方式	検波後相関	相関後検波
復調手順	検波・復調 (キャリア再生) ↓ 相関操作  	相関操作 ↓ 検波・復調  
低C/N時の動作	・キャリア再生が できず、復調は 不可能  	・相関操作によって プロセスゲイン分 のノイズの抑圧を 行うため、復調可能
限界 C/N	C/N = 0 dB	C/N = - G <sub>p</sub> dB

【図 36】

	SABコリレータ	SABコンボルバ
模式図		
特徴	・キャリアを含んだまま 相関操作が可能 ・完全非同期で高速相関 操作が可能 ・構造が簡易 ・小型 ・受動素子 ・相関操作可能な符号が単一 ・中心周波数固定	・キャリアを含んだまま 相関操作が可能 ・完全非同期で高速相関 操作が可能 ・任意の符号に対する 相関処理が可能 ・乗算信号周波数可変
応用分野	・移動体通信端末	・CDMA通信基地局 ・汎用